SELEZIONE DI TECNICA

RADIO TV HIFI ELETTRONICA

2
FEBBRAIO 1977
L. 1.200

Mixer professionale ● Trasmettitore FM per radio locali ● Pianoforte elettronico ● Giradischi Rotel RP 900 ● Corso pratico di televisione a colori ● Generatore di segnali RF ● Amplificatore RF/TV per banda III

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

PIEZO microphones

Editore: **J.C.E.**

Direttore responsabile:
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Vice capo redattore
ROBERTO SANTINI

Redazione
GIANNI DE TOMASI - MASSIMO PALTRINIERI
IVANA MENEGARDO - FRANCESCA DI FIORE

Grafica e impaginazione
MARCELLO LONGHINI - DINO BORTOLOSSI

Laboratorio
ANGELO CATTANEO

Contabilità
FRANCO MANCINI - MARIELLA LUCIANO

Diffusione e abbonamenti
M. GRAZIA SEBASTIANI - PATRIZIA GHIONI

Pubblicità
Concessionario per l'Italia e l'Estero
REINA & C. S.r.l. - P.zza Borromeo, 10
20121 MILANO - Tel. (02) 803.101

Collaboratori
Lucio Biancoli - Gianni Brazioli - Federico Cancarini - Lodovico Cascianini - Mauro Ceri - Giuseppe Contardi - Italo Mason - Adriano Ortile - Aldo Prizzi - Arturo Recla - Gloriano Rossi - Domenico Serafini - Franco Simonini - Edoardo Tonazzi - Lucio Visentini

Direzione, Redazione
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17-11-73

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 1.200

Numero arretrato L. 2.000

Abbonamento annuo L. 12.000

Per l'Estero L. 18.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

Non chiedete alla Philips
del suo materiale d'a
Chiedetelo a quegli installa
soltanto materiale d'ante

MIXER PROFESSIONALE costruzione e impieghi

terza parte di Federico CANCARINI

STADIO D'INGRESSO LINEA

La figura 1 vi mostra lo schema elettrico dello stadio di ingresso «linea». Il circuito è semplicissimo, in quanto utilizza un solo transistore per il canale audio. Nota: questa figura, come pure le altre degli stadi di ingresso sono doppie in ragione del fatto che portano l'intera esecuzione stereo dello stadio stesso. Il circuito, dunque, è arrangiato da tipico «emitter follower», dove Q1-Q2 sono, anzi devono essere dei BC 209C. Come potete vedere, l'uscita all'emettitore è accoppiata capacitivamente a P1 che è il potenziometro di «pre-set»; da questo il segnale va a P3 che è il controllo esterno di volume, su potenziometri slider. Poiché questo sistema «pre-set» + volume ext. sarà usato anche per gli altri stadi di entrata, non ci soffermeremo più, in seguito, su questo accorgimento. Poi, potete constatare come, tramite il carico resistivo R9 l'uscita sia applicata alla rispettiva barra che andrà al mixer finale; invece, sempre con accoppiamento resistivo (è la comodità enorme di quando si usano gli integrati operazionali), il segnale al cursore del pre-set andrà alla barra del preascolto (KD oppure KS) dove, quindi, in cuffia, potremo verificare il grado di presenza del segnale nel canale e regolare giustamente il livello senza che il segnale stesso interferisca con gli altri segnali all'uscita del mixer. Ma di questo ne abbiamo parlato già ampiamente nelle puntate precedenti. Infine, si veda come il segnale agisca sulla base del trasduttore costituito da Q3-Q4, pilotando così il LED D1: avremo così, in ogni istante, l'esatta segnalazione della intensità del segnale sul canale stesso. Per quanto riguarda la fig. 2, essa vi descrive la disposizione dei componenti sulla basetta; potete finalmente riconoscere le posizioni delle barre di contatto che portano alimentazione e segnali audio; ma il particolare più interessante è senza dubbio la posizione di P1 + P2 e della presa DIN «G». Se infatti userete il mixer con pre-set fissi e sceglierete una disposizione fedele ai nostri consigli, potrete disporre le basette perpendicolari al pannello superiore, principale, dove sistemerete lo slider e il Led: guardando fig. 2, il lato fissato con le squadrette allo slider è quello in alto dove sono disegnati P3, P4 etc. Se ora il retro del contenitore riuscirete a farlo combaciare perfettamente (diciamo con tolleranze accettabili) con il lato che, sempre in fig. 2 è a destra, potete capire come, praticando i fori atti a far passare il perno del pot. doppio P1 + P2, nonché la presa DIN, avrete eliminato, montando tali componenti sul cs. un sacco di tempo perso nella preparazione di odiosissimi cavetti schermati. E non solo: ma anche per le altre basette dove ci sono pre-sets e DIN le di-

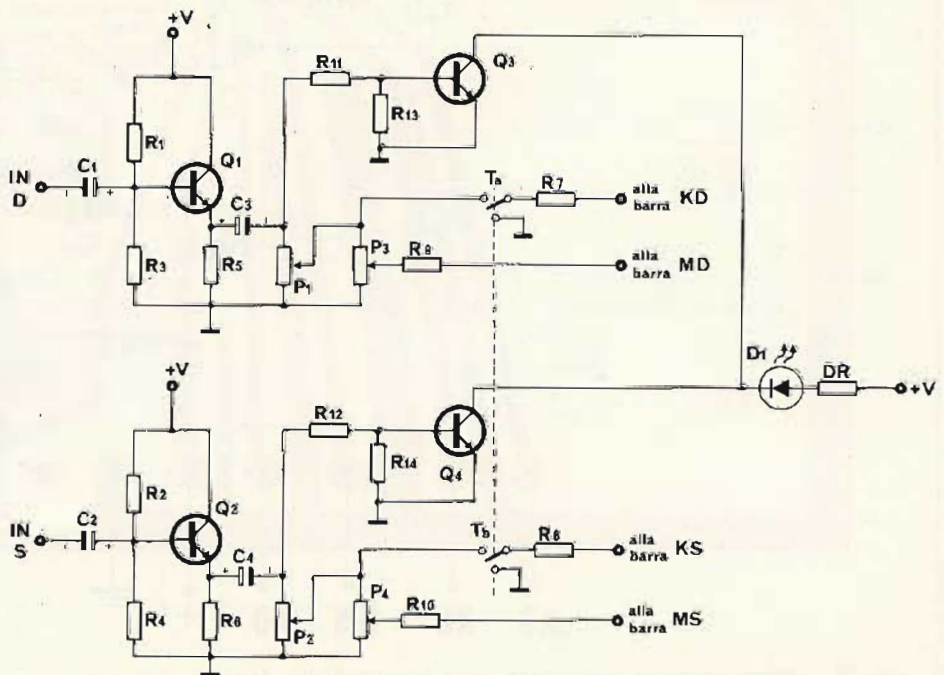



Fig. 1 - Schema elettrico dello stadio di ingresso «linea».

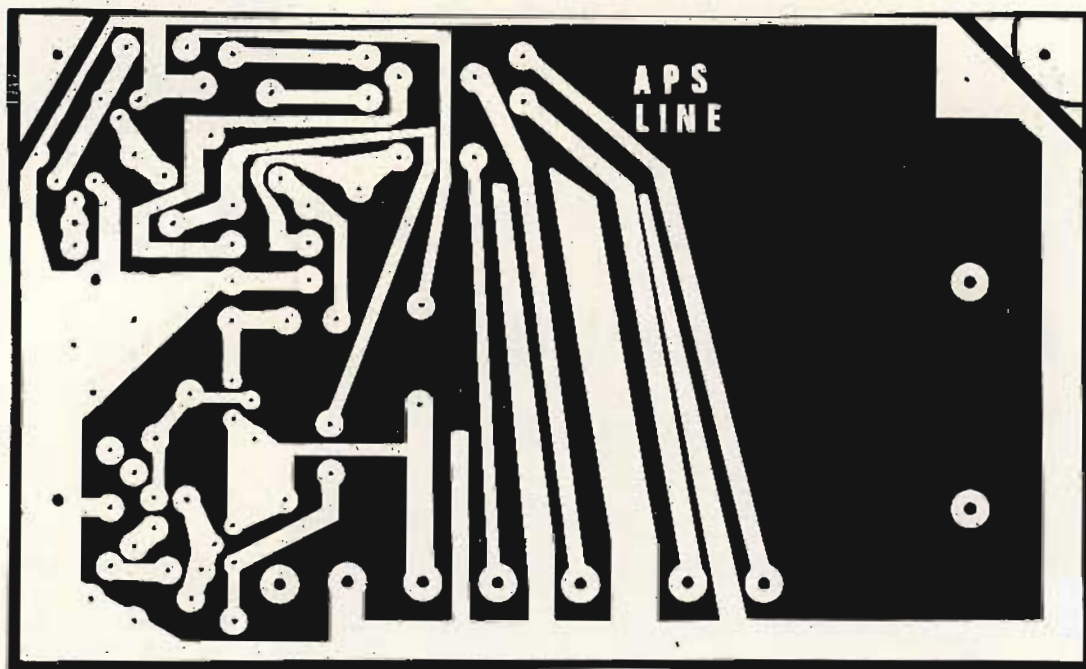



Fig. 2a - Disegno delle piste ramate della basetta stampata su cui è montato lo stadio di ingresso «linea».

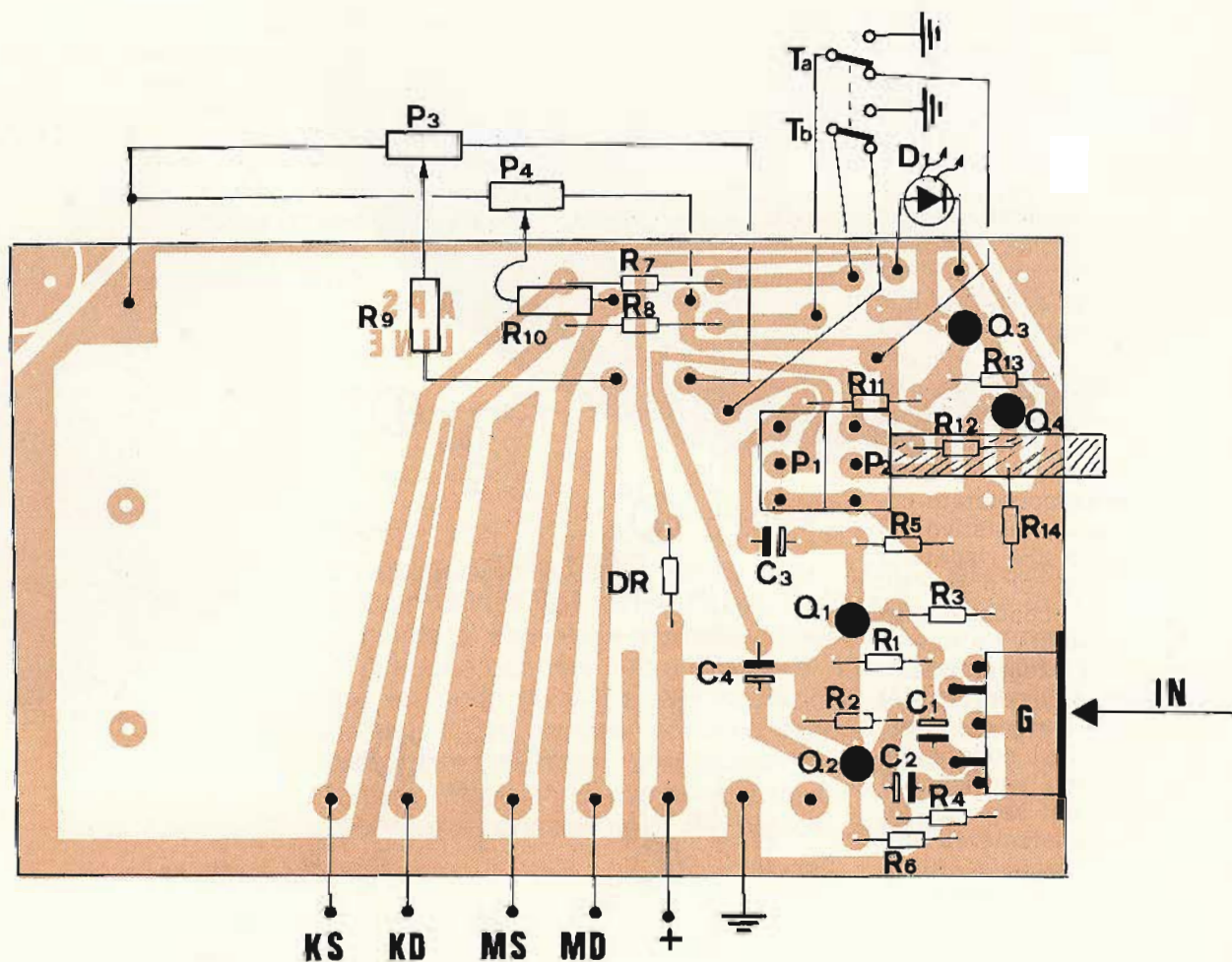
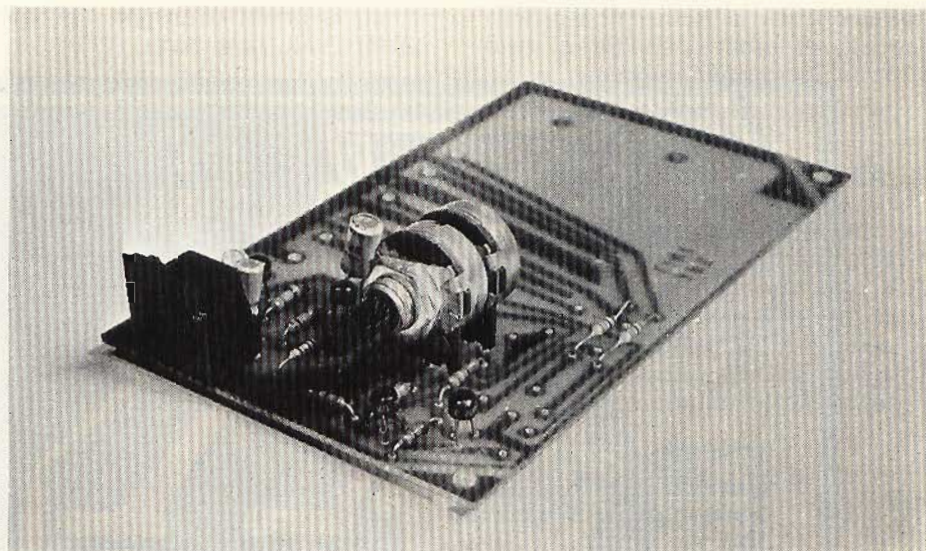



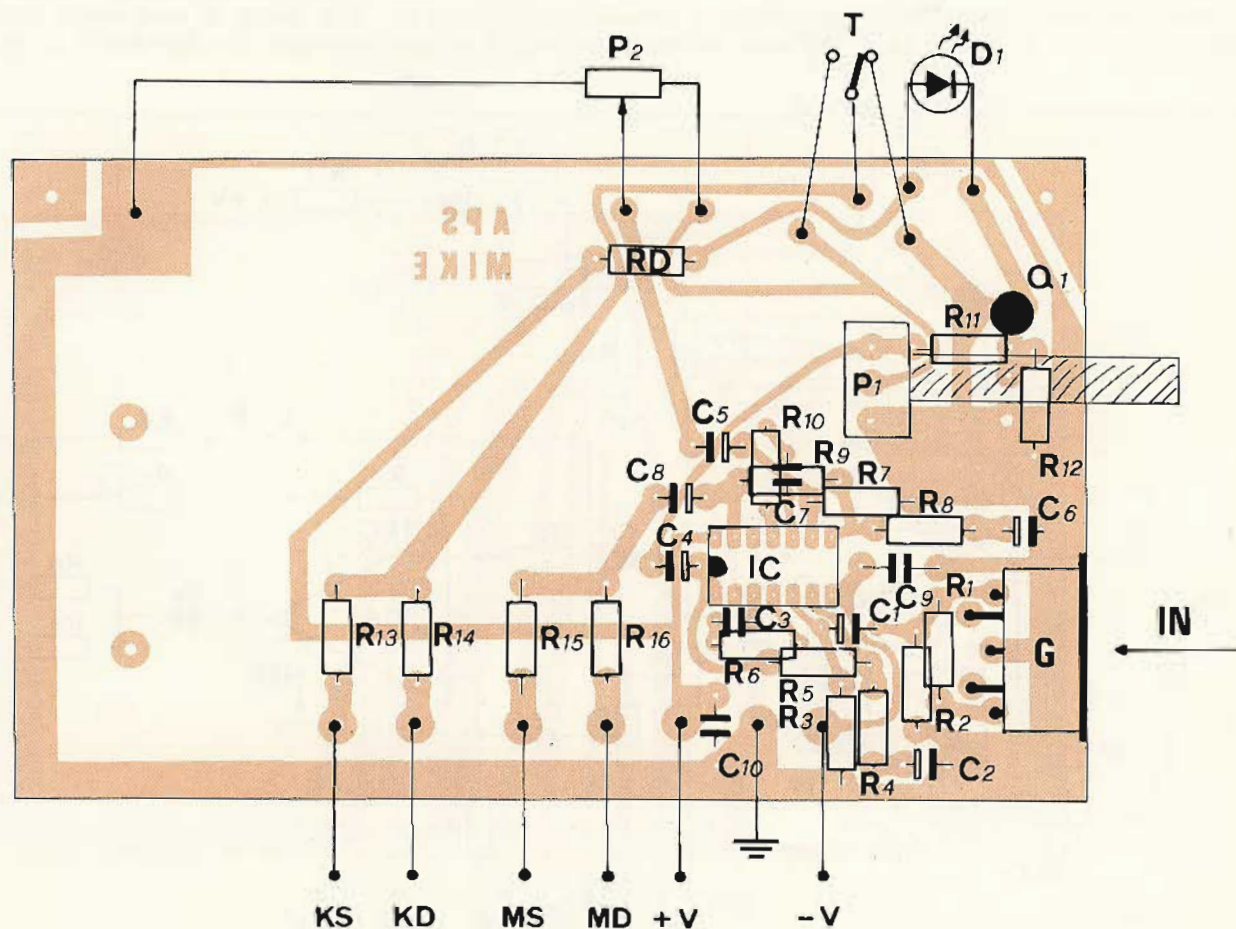
Fig. 2b - Disposizione dei componenti sulla basetta di fig. 2/a.

stanze sono unificate, cosicché avrete ordine, semplicità ed una ottima estetica dovuta allo standard dei collegamenti. Ovvio è che se il pre-set lo volete sul pannello principale nulla ve lo vieta, usando cavo schermato (con le famose masse di ritorno!). Ricordatevi questi discorsi che non ripeteremo più analizzando i moduli successivi che presentano identiche caratteristiche meccaniche e funzionali.

STADIO DI INGRESSO PER MICROFONO

Qui si incomincia l'uso del TBA 231, doppio operazionale regolabile nel range e nel guadagno, posizionando opportunamente la reazione. VI RICORDIAMO una volta per tutte di seguire questi punti, quando usate i TBA 231: 1) Usare SEMPRE uno zoccolo: non dite «ma io è 10 anni che saldo integrati e non ne ho fuso uno...»: il TBA è ultrasensibile al calore in tal senso: non che «parta», ma peggiora enormemente il fattore rumore, anche per un brevissimo tempo di saldatura. 2) Non invertite MAI la posizione dell'integrato: questo sì che lo farebbe «partire» immediatamente. 3) Usate solo TBA di ottima qualità.

Stadio di ingresso «Linea»

Bene: tornando al nostro schema (fig. 3) una brevissima indagine ci permette di osservare come due siano i blocchi: un «impedance-matcher ed un booster-buffer. Abbiamo poi la possibilità di usare, in ingresso, un micro ad alta o a bassa impedenza: piccola ma utile modifica. Notate come la fig. 3 non sia doppia (e così la basetta non sarà stereo): in effetti un microfono non è stereo per cui la basetta è ovviamente singola. Per questo si dovrà ripartire equamente il segnale alle due barre di mix finale (MD&MS) nonché alle due barre di preascol-

Fig. 3 - Schema elettrico dello stadio di ingresso per microfono.

to (KD&KS). Se si vorrà un effetto stereo con due o più microfoni occorreranno ovviamente altre basette eguali con lo stesso modulo. Altre analogie con ciò che si è già visto risiedono nel trasduttore Q1 e, come si può vedere da fig. 4, nel posizionamento standard dei presets e della entrata DIN. Ricordiamo che le norme DIN per i collegamenti in entrata tramite spine e prese pentapolari prevedono le entrate di:

LINEA : CH. DES / 5 CH. SIN / 3

MICRO: Ingresso Mono al pin 1 (LOW) e al pin 3 (HI)

Phono : CH. DES / 5 CH. SIN / 3

STADIO DI INGRESSO PHONO

Tale stadio (vedi fig. 5) è invece stereo, ma basta un solo TBA in quanto se ne usa solo 1/2 per stadio. Nulla di nuovo, dunque, tranne i valori diversi dei componenti. Eguali pure i sistemi di pre-set, di volume, di transducing per il LED, e la disposizione meccanica generale. Gli increduli si vadano a sorbire la fig. 6, recante la disposizione dei componenti sul circuito stampato.

STADIO MIXER DI USCITA

Finalmente eccoci al miscelatore vero e proprio: anche qui si usa — per l'effetto stereo — un solo TBA, cioè 1/2 per stadio. Notate, cosa molto utile, come ci sia la possibilità di preascolto ANCHE sull'uscita di questo stadio: e qui saltereb-

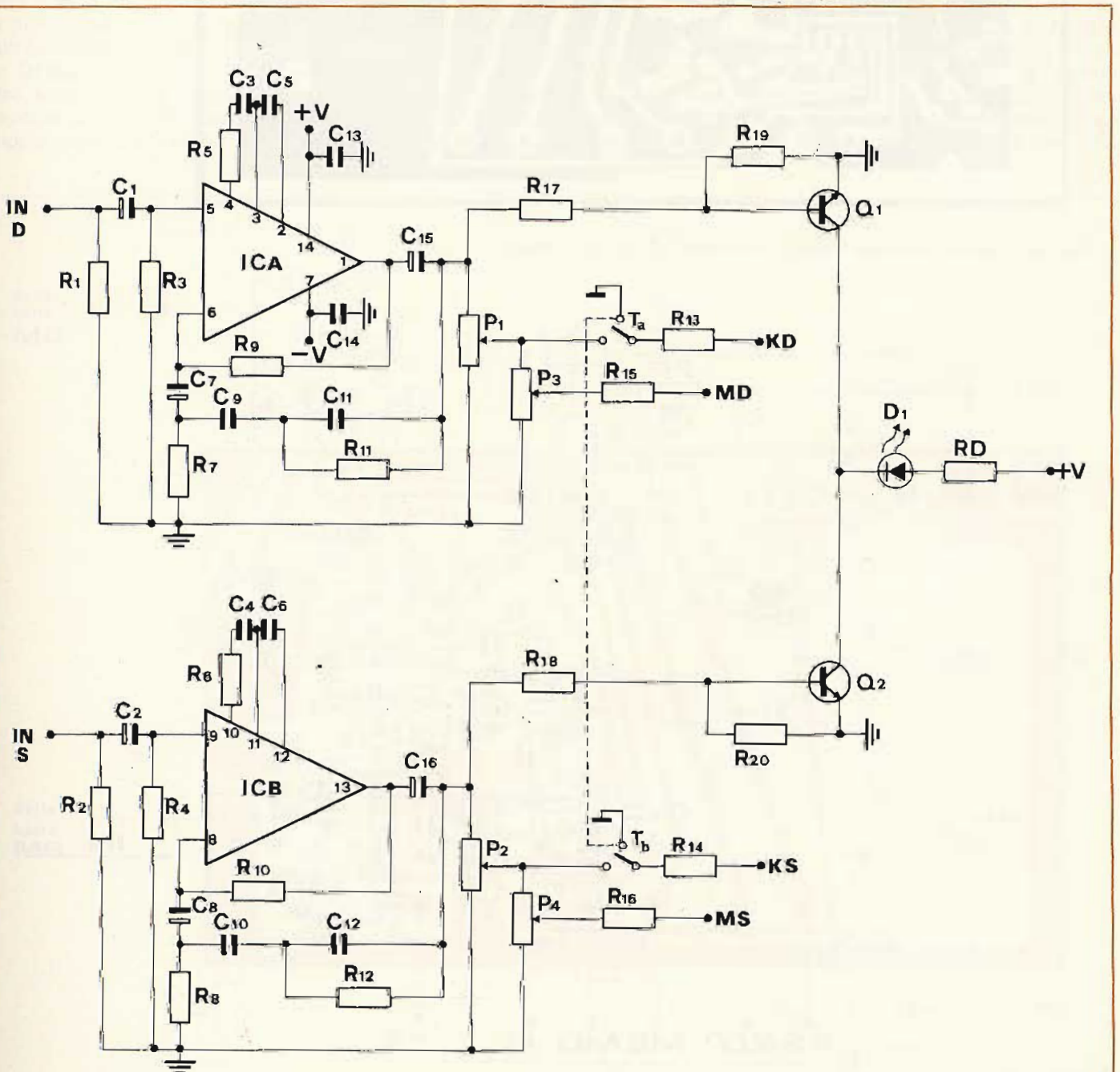
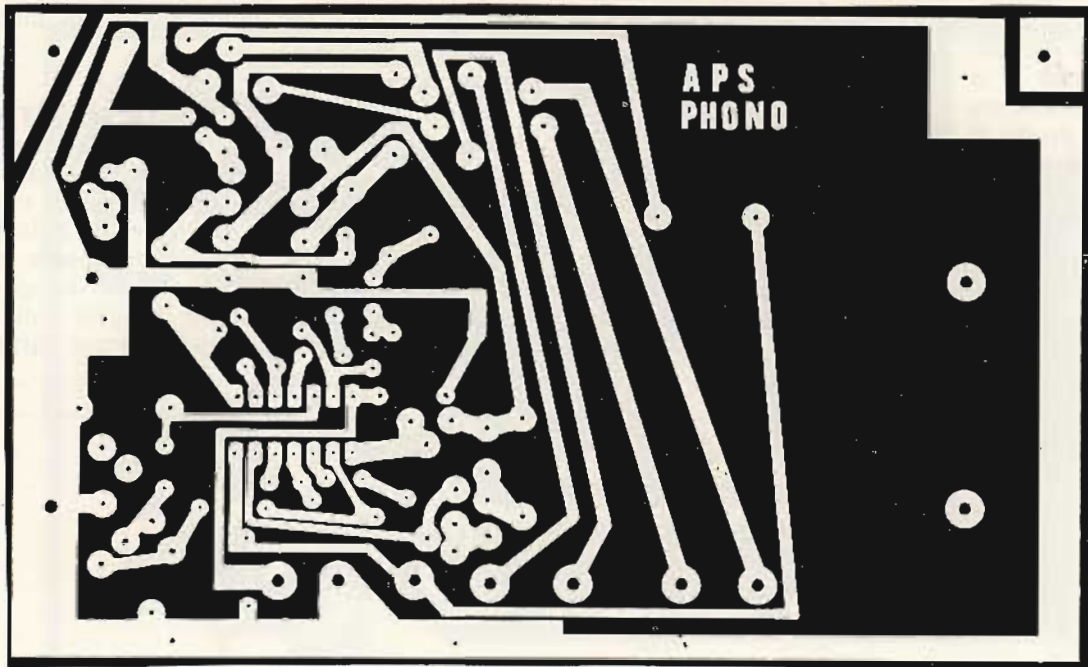
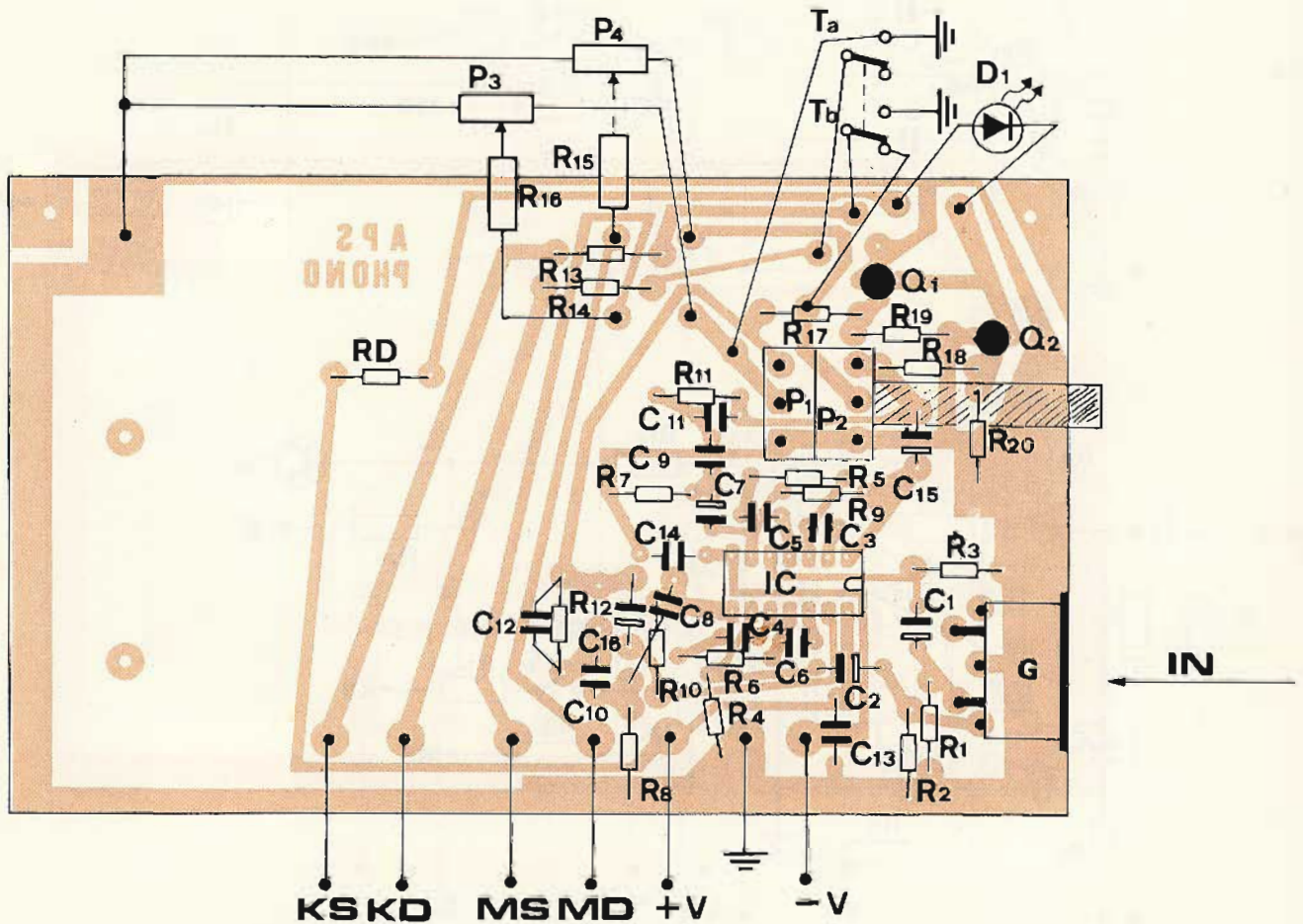



Fig. 5 - Stadio di ingresso «Phono».

be fuori (per lo sfruttamento di tale possibilità) tutto il discorso delle puntate precedenti su effetto shadow etc. Senza infierire coi gigantismi, un valido esempio di utilità di questo accessorio è quando ci sono più mixer: allora il discorso che avevamo fatto l'altra volta per un solo canale può in tal caso essere applicato ad un intero mixer, la cui uscita, insieme alle uscite di altri mixer, è applicata ad una consolle generale. Tornando allo schema di fig. 7, notiamo come le differenze (o meglio le cose che negli altri stadi non c'erano) dagli altri moduli stiano nell'interruttore di mono/stereo, e nei buffer — emitter follower d'uscita costituiti da Q1&Q2. Out destro e Out sinistro sono l'uscita stereo a bassa impedenza. P1 + P2 sono lo slider doppio che costituisce il master gain: il volume principale d'uscita. Non ci sono pre-sets in quanto la loro presenza sarebbe ingiustificata quanto inutile. Restano, invece, i trasduttori per il LED di sovraccarico. Notate, quì come negli altri moduli dove sono presenti, che le uscite verso le barre di preascolto sono applicate da deviatori alle barre stesse, per includere o escludere il preascolto stesso. Fin qui niente di speciale: il fatto — particolare tecnico di una certa importanza — è che i deviatori (doppi nei moduli stereo) da una parte sono collegati alla massa, cosicché alla barra di preascolto non arrivano ronzii o segnali spuri quando il preascolto del o dei canali è escluso.

Dalla fig. 8 ricavate la disposizione dei componenti sulla basetta: qui non c'è il pre-set per cui sul lato destro = fondo del contenitore dovrete fare solo un buco per la presa DIN.

Per il resto la disposizione rispetta lo standard.

STADIO PER IL PREASCOLTO IN CUFFIA

Due TBA sono qui usati per la versione stereo del monitor, alloggiata completamente su una sola basetta. Fig. 9 mostra lo schema elettrico del doppio monitor, ove si vede come il controllo di volume in cuffia sia regolato dallo slider doppio P1+P2 che, come ormai sappiamo bene, sarà anch'esso alloggiato sul pannello frontale, parallelo agli altri slider e portante, all'interno del contenitore, la squadretta di fissaggio della basetta stessa, dimodoché pure essa risulterà parallela

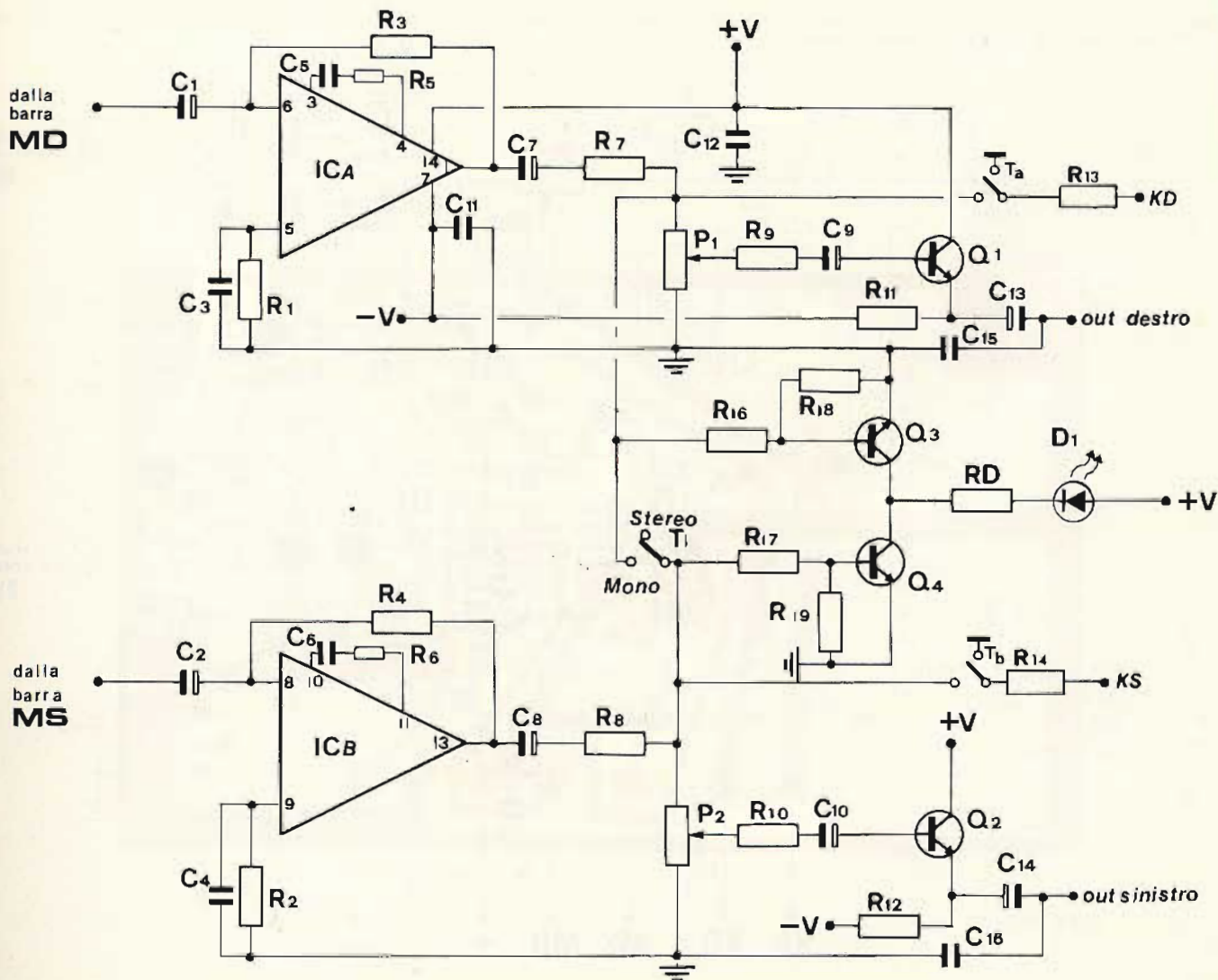



Fig. 7 - Schema elettrico dello stadio mixer di uscita.

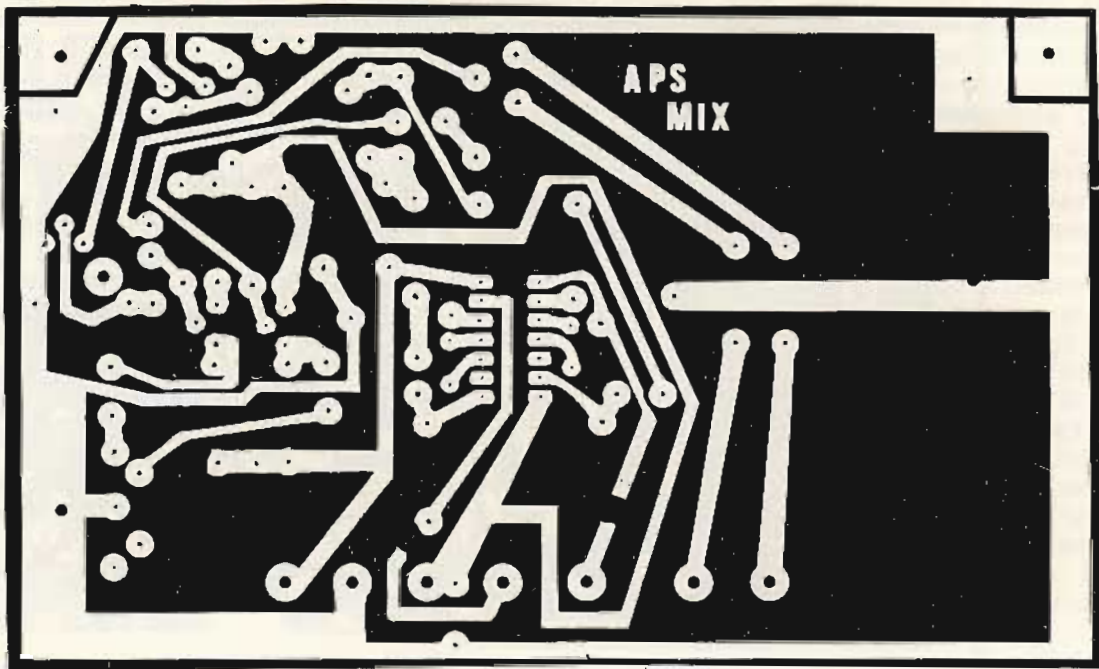



Fig. 8a - Basetta relativa al mixer finale.

KS KD MS MD + −

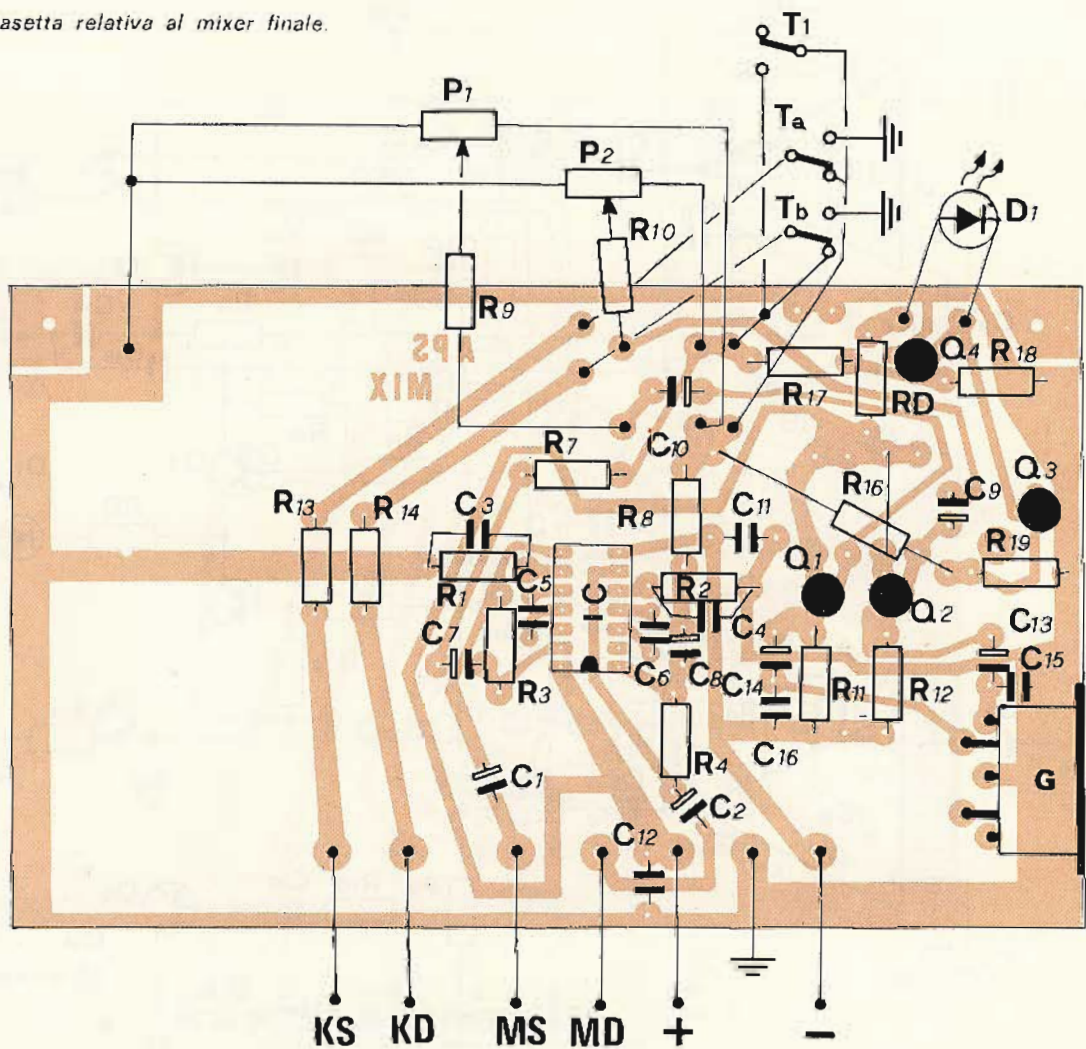
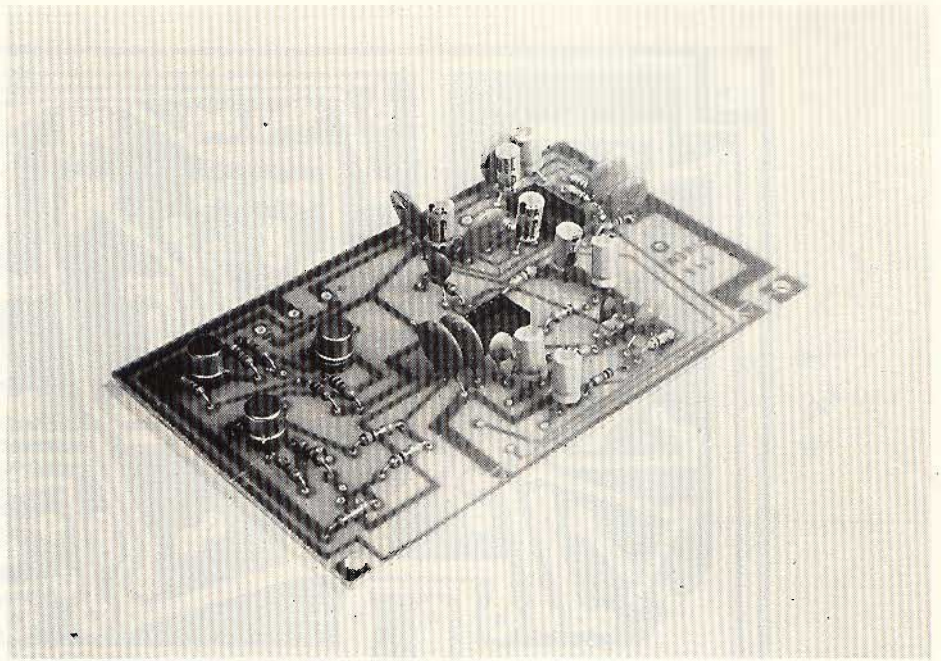



Fig. 8b - Disposizione dei componenti sulla basetta di fig. 8/a.

alle altre degli altri moduli, ciò che faciliterà la inserzione delle barre generali, che pure esse contribuiranno a rendere solida la costruzione. E questa è anche l'ultima delle basette che devono essere fissate così (meglio: che consigliamo di fissare così); infatti l'alimentatore ed il VU+METER (se lo vorrete) costituisce due basette separate e dalle meccaniche differenti.. Nulla, però, vi vieta di riprogettare il cs dell'alimentatore in modo da poterlo fissare anch'esso parallelo agli altri circuiti, idem per il VU Meter.

Torniamo a fig. 9: ogni TBA è diviso in Buffer d'entrata e in booster-driver: cioè in pilota della coppia finale costituita da Q1&Q3, che sono due BC di media potenza (301/303) costituenti una coppia complementare in simmetria, appunto, complementare. Tale solu-

Stadio preascolto in cuffia

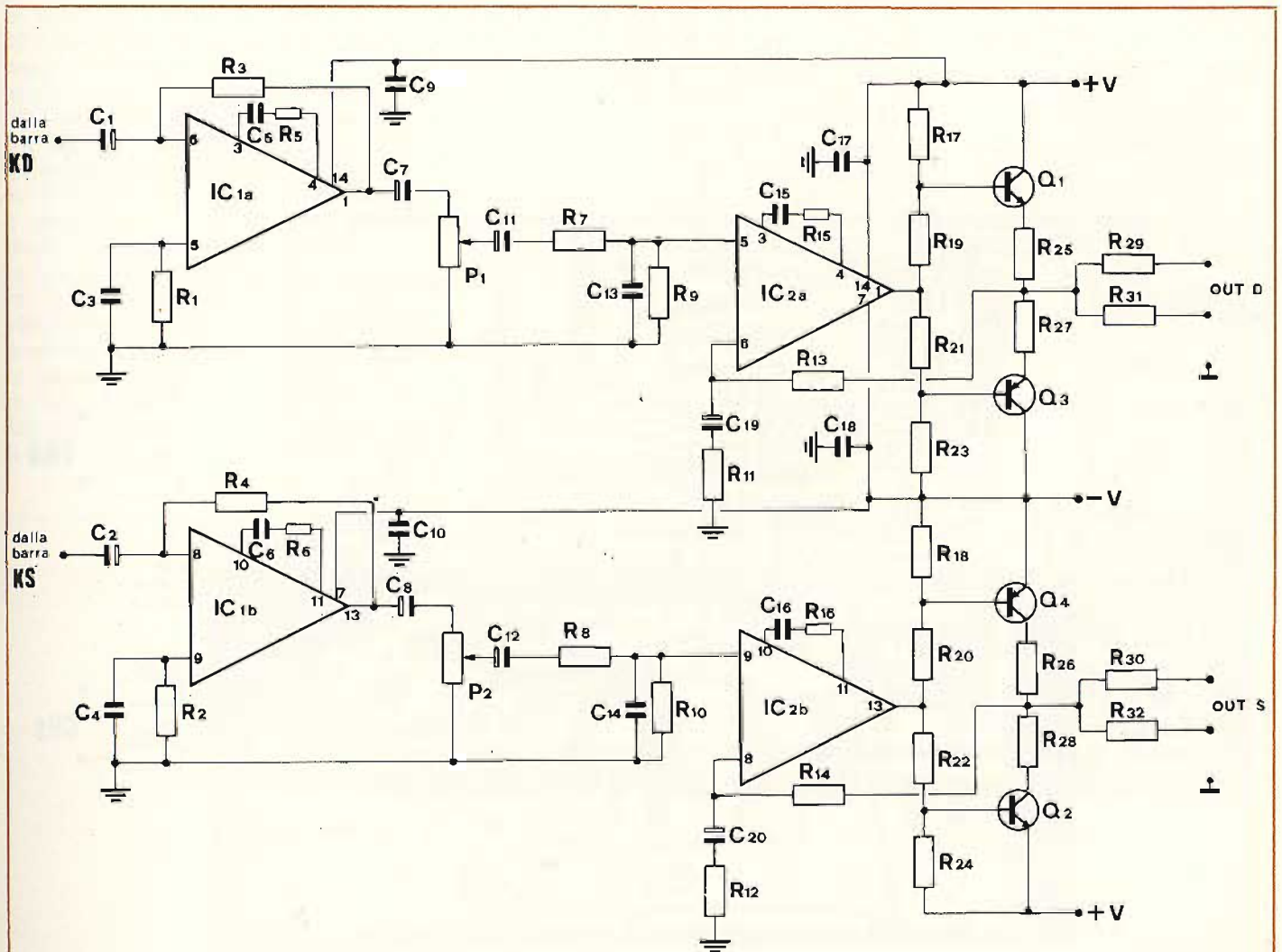



Fig. 9 - Schema elettrico dello stadio per il preascolto in cuffia.

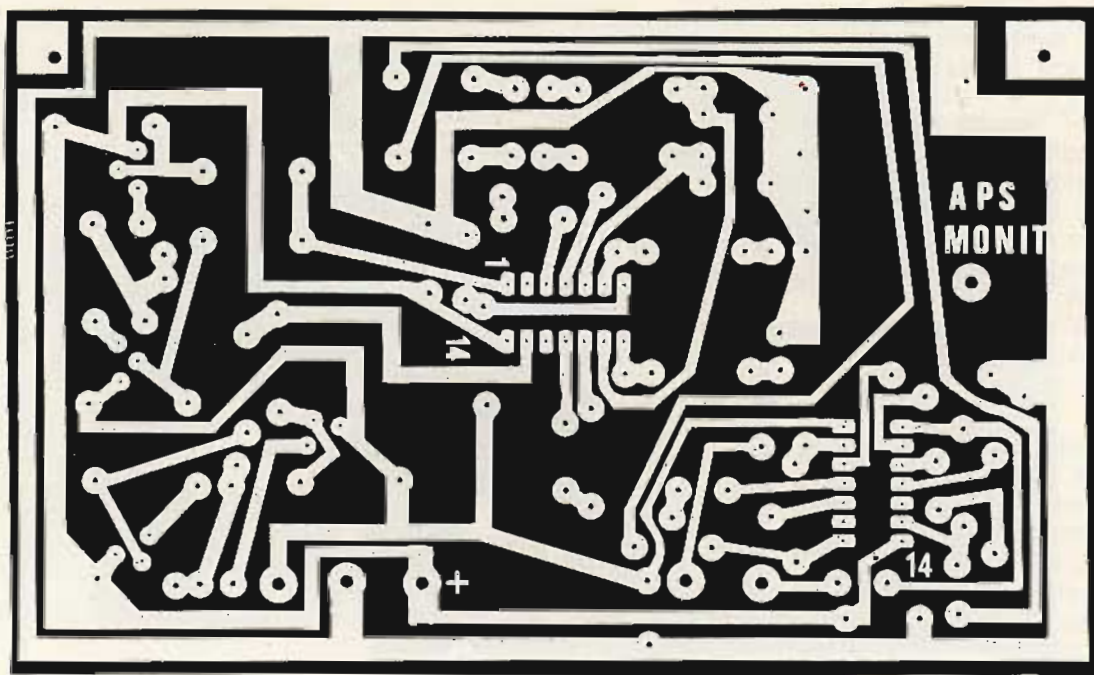



Fig. 10a - Basetta stampata per lo stadio monitor.

P1
P2
CHD
alle prese cuffia
CHS
KS KD +V −V

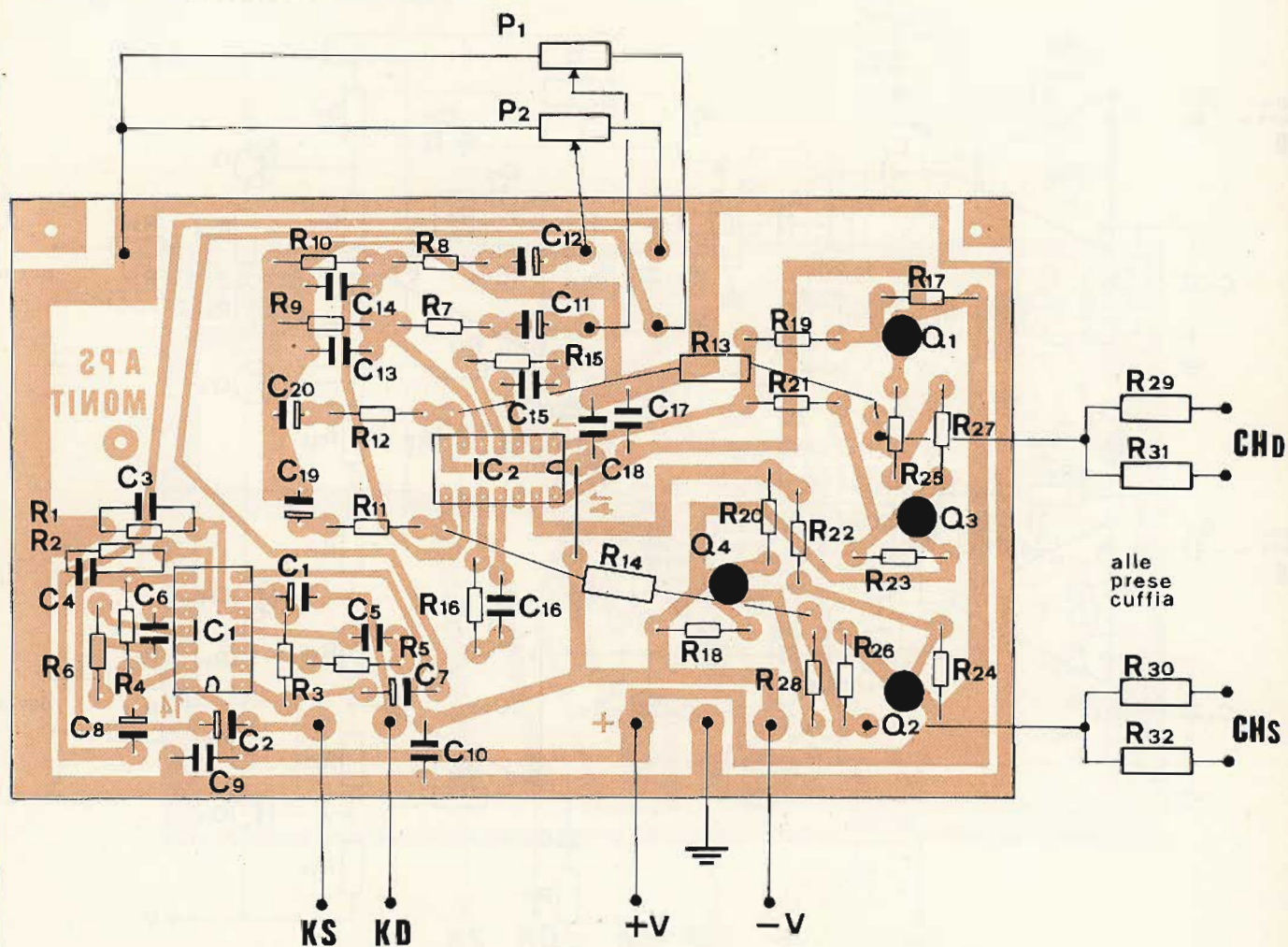



Fig. 10b - Montaggio dei componenti sulla basetta di fig. 10/a.

zione, la più semplice e la più ovvia, è stata scelta in quanto già c'era una alimentazione differenziata.

Non dimenticatevi di alettare opportunamente i finali di potenza che pilotano i due canali delle cuffie. Notate che il carico è applicato resistivamente ai punti centrali dei finali con R29 - R32: due cuffie potranno essere pilotate contemporaneamente. Per il resto ci sembra tutto molto chiaro.

In fig. 10 potete invece visionare direttamente la disposizione dei componenti sulla basetta.

STADIO VU-METER (da applicare eventualmente)

Già si è parlato di VU-Meter in queste pagine, ed ora ecco che le idee e gli antichi progetti saltano fuori e servono veramente...

Un utile accessorio del nostro (e vostro) mixer, infatti, è proprio l'indicatore di volt-uscita, possibilmente semplice e preciso? Secondo il circuito di fig. 11, ecco che il desiderio è esaurito prontamente: un arcinoto 741 amplifica, appiattisce gli inviluppi e finalmente trasmette, tramite C7, il segnale ormai già smussato al ponte di diodi formato da DZ1 - DZ5. Questi provvedono a rettificare completamente il segnale trasformandolo in un segnale in continua che però contiene ancora l'informazione primitiva dell'inviluppo del segnale totale che era presente alla uscita del mixer. Tale segnale in continua, è applicato in fine ad un milliamperometro da 200 μA fondo scala, del tipo di quelli doppi, con luce e doppia scala, ta-

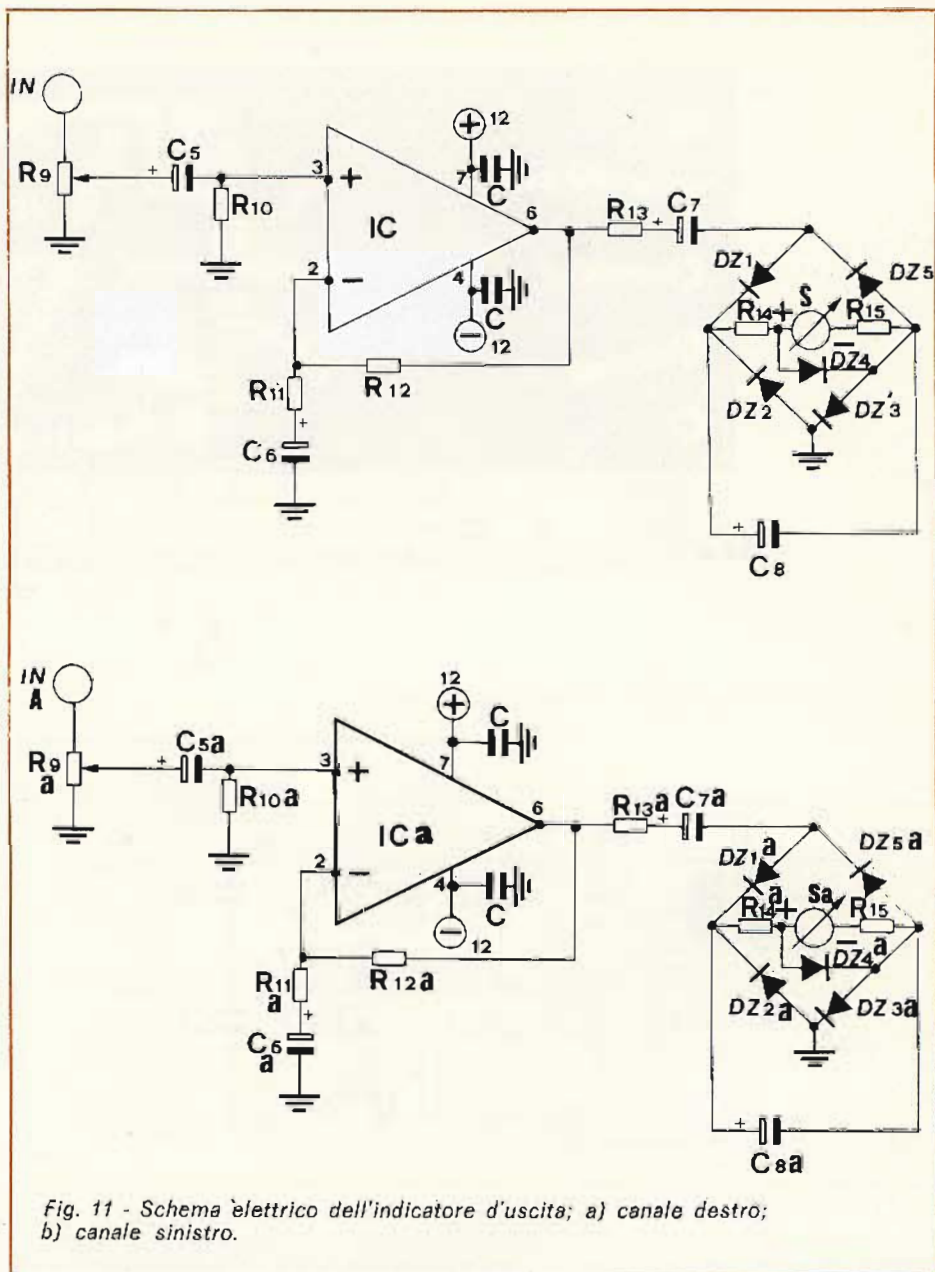



Fig. 11 - Schema elettrico dell'indicatore d'uscita; a) canale destro; b) canale sinistro.

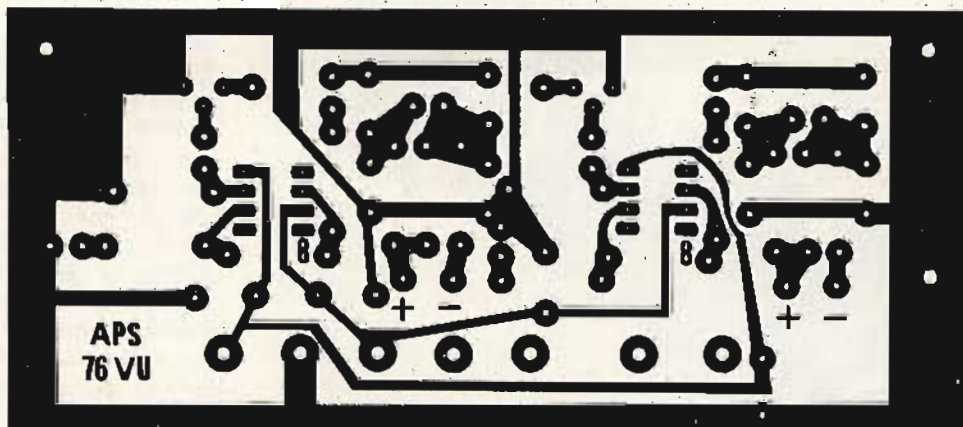



Fig. 12a - Circuito stampato del VU-Meter.

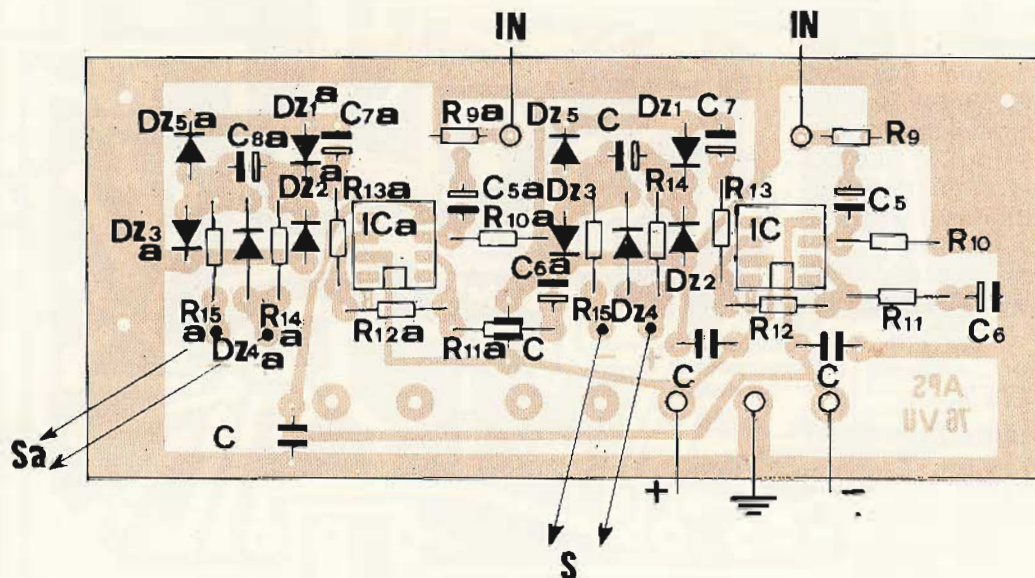



Fig. 12b - Montaggio dei componenti del VU-Meter.

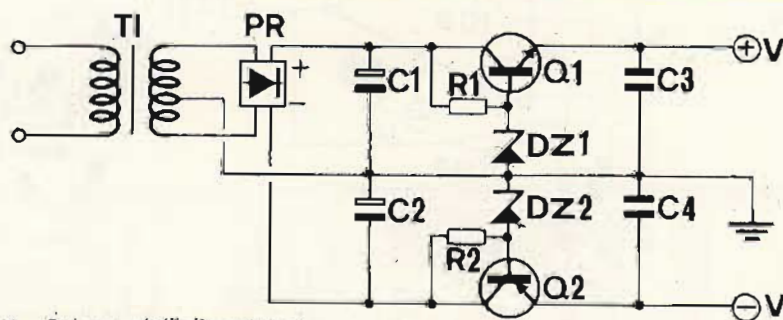
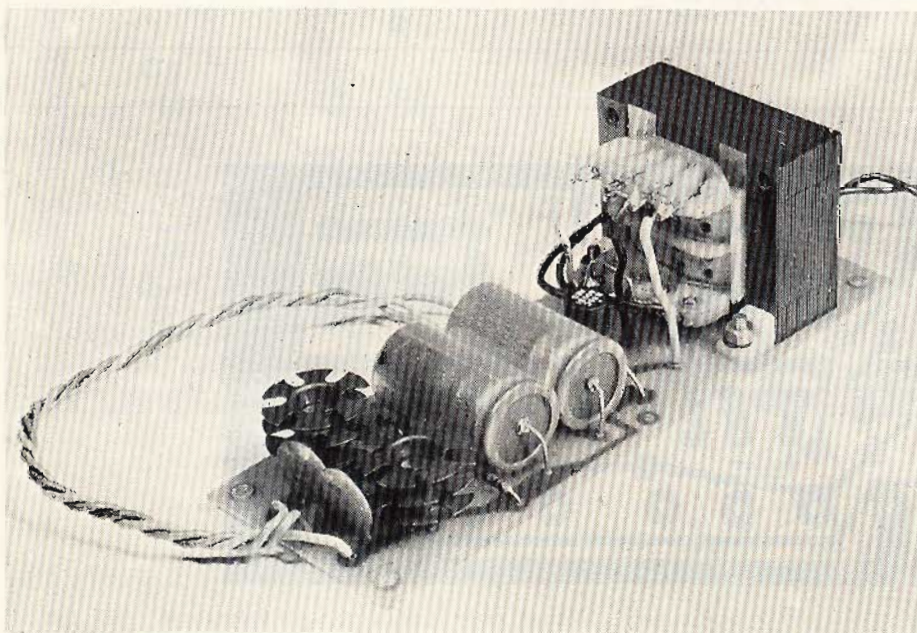



Fig. 13 - Schema dell'alimentatore.

Alimentatore

rata in decibel ed in %, che ormai si trovano facilmente sul mercato.

La disposizione dei componenti non è critica, bensì occorrerà prestare attenzione ai collegamenti di segnale, cioè dove si prelevano schermare i cavi ecc.

La figura 12 vi dimostra come disporre i componenti sul circuito stampato. Questo potrete alloggiarlo nel posto più vicino agli strumentini, ovvero nel posto più comodo per l'ordine e la sicurezza.

Passiamo infine a esaminare l'alimentatore, ultimo modulo della nostra lunga serie, che conclude il lavoro ed alimenta il mixer professionale.

ALIMENTATORE

Speriamo che a nessuno vengano dubbi o domande su questo alimentatore (fig. 13), che ricalca gli schemi triti e ritriti del più semplice circuito di regolazione ad un solo transistore. Vi diciamo subito che non è assolutamente necessario sovradimensionare tale stadio, in quanto il trasformatore da 6 VA, del tipo economicissimo ed oramai arcinoto venduto dalla GBC è più che sufficiente a fornire la corrente necessaria ai circuiti senza risentirne gli effetti. Basterà così raddrizzare i 12+12 volt del secondario con i 4 diodi BY126 o un ponte, quindi livellare la tensione ottenu-

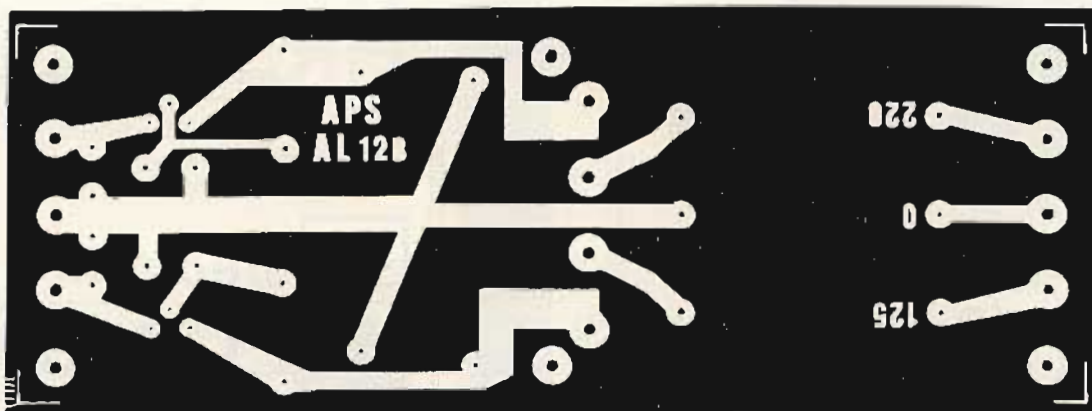



Fig. 14a - Basetta stampata su cui è montato il circuito alimentatore.

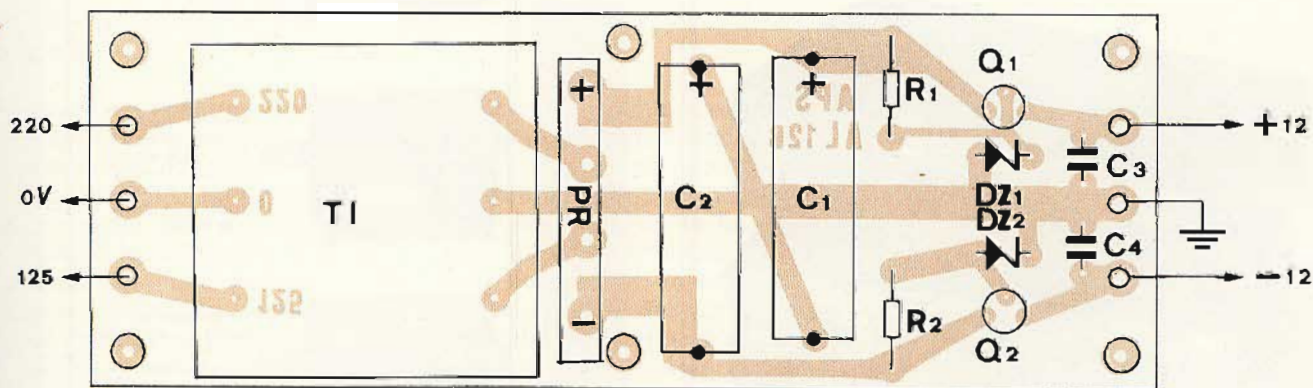



Fig. 14b - Montaggio dei componenti sulla basetta di fig. 14/a.

ta con un 1000 micro Farard, e poi i BC 301 e 303 faranno il loro dovere. Ricordatevi - qui è molto più necessario che nel monitor - di alettare bene i due transistori. Gli schemi di fig. 13 e fig 14 vi aiuteranno nella preparazione dello stampato e nel montaggio dei componenti sullo stesso.

Ora potete collegare l'uscita dell'alimentatore alle tre barre di alimentazione e anche al VU Meter (se c'è), e, dopo un check - up generale, potete passare alla verifica del funzionamento.

Un giradischi, un registratore ed un microfono saranno gli strumenti ideali per provare il mixer. Non è proprio necessario un amplificatore con un relativo pre (NOTA: il mixer miscela e basta! il guadagno out/in è 0dB e quindi occorre un preamplificatore prima delle unità di potenza: molti mixer per gruppi musicali e studi di incisione hanno anche incorporato un preamplificatore - due se stereo - per cui occorrono poi solo gruppi di power-units + le casse acustiche) poiché potrete verificare in cuffia il funzionamento di ogni canale (nonché ovviamente - del monitor stesso!) lasciando a dopo il verificare se il mixer ha esatti collegamenti in Out. Ricordo che anche il mixer di uscita può essere verificato in preascolto.

Dunque per ogni canale, inserendo il preascolto, verificate il funzionamento dei pre-sets e dei volumi; osservate il Led (che di solito si monta sempre al contrario!) e quindi passate al canale successivo. Verificate i volumi del monitor e infine collegando il mixer allo stereo, verificate il funzionamento del master gain. Un check - up più accurato potrete farlo con generatore ed oscillatore alla ricerca di distorsioni etc.

Dopodiché non resta altro da fare che mettere le viti al coperchio e lasciare che il mixer faccia la sua bella figura in casa vostra o in sala di incisione o in studio della radio privata etc. ...

E se l'ultima volta vi avevamo augurato buon lavoro, non possiamo dimenticarci ora di augurarvi ... buon divertimento!

LINEA HI-FI

AMPLIFICATORE STEREO 10+10 W UK 535/B

Il circuito elettrico è interamente realizzato con circuiti integrati che, oltre a consentire un'ottima resa acustica, assicurano la totale protezione dei circuiti finali.
E' dotato di comandi separati sia per il tono che per il volume e di prese per registratore, giradischi, sintonizzatore e casse acustiche.
La risposta di frequenza, a −3 dB, è di 40÷20.000 Hz.

UK 535/B Kit L. 39.000
UK 535/B W Montato L. 49.400

SINTONIZZATORE FM STEREO UK 541

Grazie alla sua ampia gamma di frequenza (88 ÷ 108 MHz), è in grado di ricevere, oltre ai normali programmi della RAI, le emittenti private locali, che trasmettono anche in stereofonia.
Il circuito elettrico è stato realizzato con l'ausilio di circuiti integrati, che permettono l'ottima separazione dei canali (30 dB).
La sensibilità è di 1,5 µV.
La linea moderna è stata studiata per l'abbinamento con l'amplificatore stereo da 10 + 10 W UK 535/A.

IDEATO APPOSITAMENTE PER RICEVERE LE EMITTENTI PRIVATE

UK 541 Kit L. 44.500
UK 541 W Montato L. 58.500

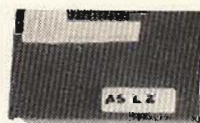
IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI

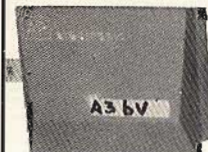
ARTIGIANATO ROMANO

Costruzioni Elettroniche

VIA G. PRATI, 9 TEL. 06/5891673
costruisce tutti i prodotti con marchio:

AR electronic

Centralino 40 ÷ 900 MHz
Entrate n. 5
2 x Banda V
1 x Banda IV
1 x Banda III
1 x Banda I ÷ II
Uscita n. 1 316 mV (110 dB µ V)

Amplificatore Separatore di Linea ASL2
Entrate: n. 1 Freq.
600 ÷ 900 MHz
Uscita: n. 2 Vu
max 300 mV

Amplificatore A4
Banda V miscelato
Entrata n. 1 Freq.
600 ÷ 900 MHz
Entrata n.1 miscel.
banda I - III - IV
Uscita n. 1 Amplif.
Z di 40 dB

Amplificatore A3
Banda V miscelato
Entrata n. 1 Freq.
600 x 900 MHz
Entrata n. 1 miscel.
Banda I - III - IV
Uscita n. 1 Amplif.
≤ 30 dB

Alimentatore
Az 75 M/ST
Entrata: 220 V~
Uscita: 15 Vcc
Stabilizz.

Convertitori, miscelatori, demiscelatori separatori di linea, filtri, antenne, cavi. I nostri prodotti sono presso tutti i migliori rivenditori, ne elenchiamo alcuni di Roma:
G.B.C. Via R. Fucini, 290
Viale Quattro Venti, 152 F
R.E.R. S.r.l. P.zza I Nievo, 32/36
RIEME S.r.l.
Via Conca d'Oro, 86
GAMA S.r.l.
Via Casilina, 1240/42
G.B. Elettronica,
Via Prenestina, 248

IL MIGLIORE RAPPORTO QUALITÀ PREZZO

TRASMETTITORE FM A "LARGA BANDA" PER EMITTENTI LOCALI

terza parte di G. ROLLA e M. ALBERTI

In questo articolo descriviamo lo schema e il montaggio del primo stadio amplificato di potenza da 6 W output e forniamo dei consigli pratici sul tipo di alimentatore stabilizzato da utilizzare.

Se avete avuto la costanza di seguirci nel nostro progetto del trasmettitore FM ed avete realizzato con successo il primo modulo, sarete ora ancor più soddisfatti nell'aumentare la potenza a 6 W R.F., ottenendo così una potenza sufficiente a coprire un raggio di un paio di chilometri nell'abitato e di una decina in aperta campagna. E' beninteso che ciò si riferisce alla migliore sistemazione dell'antenna, alla sua altezza dal suolo, al suo guadagno (da 6 a 9 dB) ed all'uso di cavo coassiale a bassa perdita del tipo RG/8 o RG/11. Ma ora ritorniamo alla descrizione del nostro amplificatore che, caso strano, non è lineare. Infatti il termine «amplificatore lineare» è diventato, a sproposito, di uso corrente; cosicché anche stadi amplificatori, come questo, lavoranti in classe C, per suo massimo rendimento, vengono classificati come «lineari». Ne sconsigliamo quindi l'uso e l'eventuale modifica in banda 11 metri o 2 metri per apparecci trasmittenti funzionanti in AM o in SSB, a causa della distorsione che si otterrebbe nel segnale di uscita, lavorando il transistore nel tratto «non rettilineo» della sua curva. Lo schema elettrico, che appare subito nella sua semplicità, è mostrato nella figura 1; l'unica difficoltà si è rivelata nella disposizione dei componenti sul circuito stampato. Notiamo, infatti, la presenza delle bobine di ingresso e di uscita, L_1 e L_2, montate a 90° l'una dall'altra, per evitare auto-oscillazioni e, sempre per la stessa ragione, ben tre condensatori, C_5, C_6, C_7, che fugano a massa i residui di R.F. presenti sui vari punti del circuito.

Fig. 1 - Schema elettrico del lineare FM a 100 MHz da 6 W.

Si è inoltre minimizzata al massimo la lunghezza delle varie piste del circuito stampato, che essendo a doppia faccia, potevano aumentare le capacità residue verso massa. Ne è nato un circuito stampato così detto a «isole», in quanto i singoli componenti sono saldati dal lato rame, utilizzando le piste come ancoraggi; è un sistema molto usato in VHF e UHF nei montaggi di transistori amplificatori R.F.

Il transistore TR1 è montato anch'esso dal lato rame, in modo tale che attraverso il foro eseguito sullo stampato, esca il bullone che, fissato passante su di un adeguato radiatore, permetta la necessaria dissipazione di calore.

LO SCHEMA ELETTRICO

Vediamo subito che all'entrata dell'amplificatore è presente il segnale proveniente dal TX descritto nella precedente puntata, e che è trasportato mediante cavo coassiale da 52 Ω di impedenza, del tipo RG/58 o RG/174.

Il circuito costituito da C_1, C_2 ed L_1 adattano l'impedenza d'ingresso a 52 Ω del TX con l'impedenza di circa 4 Ω presente sulla base TR1.

Così dicasi per il circuito di collettore, formato da L_2, L_3 e C_3, C_4, che ne portano l'impedenza da circa 2,5 Ω a 52 o 75, a seconda delle esigenze.

Fig. 2 - Vista dall'alto del transistore di potenza per VHF PT 4544.

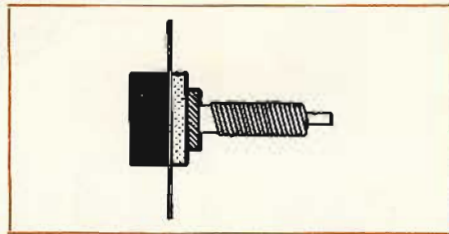



Fig. 3 - Vista laterale del transistore PT 4544.

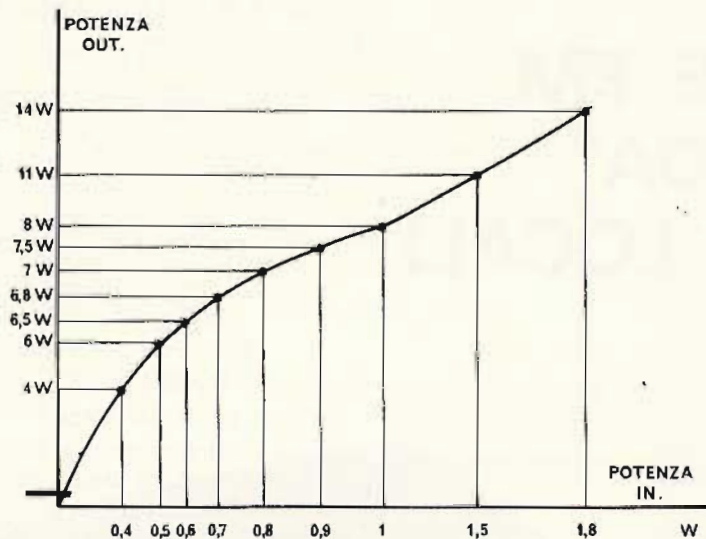



Fig. 4 - Curva caratteristica del transistore PT4544 riferita a 100 MHz con 13 V nominali.

TABELLA DI EQUIVALENZE TRANSISTORI

Tipo	Potenza effettiva di pilotaggio	Potenza effettiva in uscita
BLY 88 A	0,5 - 0,7 W	6 - 6,5 W
CTC B12/12	0,5 - 0,7 W	6 - 6,5 W
PT 4544 consigliato	0,5 - 0,7 W	6 - 6,5 W

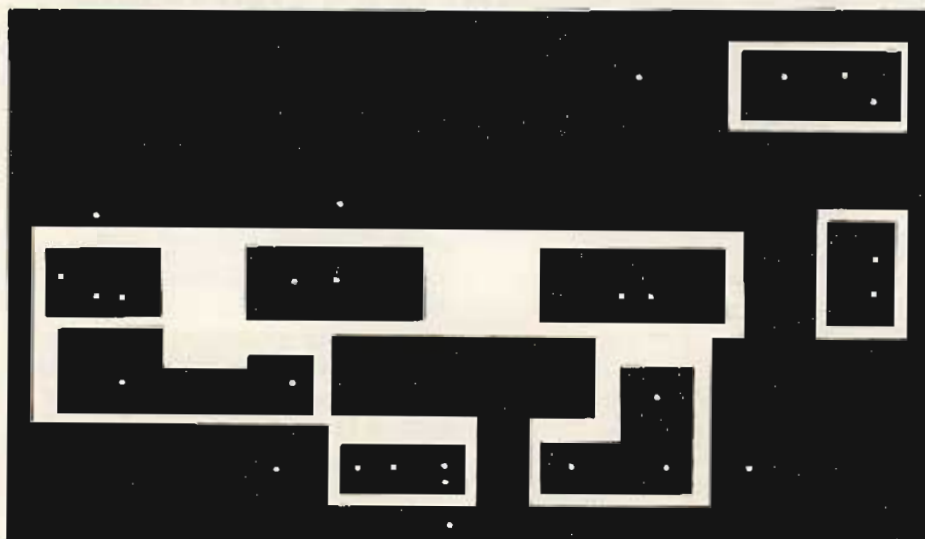



Fig. 5 - Circuito stampato in scala 1 : 1 visto dal lato componenti.

Il transistore usato, come si può chiaramente vedere dalle figg. 2 e 3 ha il caratteristico contenitore dei transistori per R.F. di potenza; è munito di bullone per il fissaggio al dissipatore di calore che, per servizio continuo, deve avere una superficie di almeno 2 dm², o essere sostituito da equivalente radiatore alettato in alluminio. Le caratteristiche più importanti di questo tipo di transistore (PT4544 da noi usato) o dei suoi similari (come da tabella e fig. 4) sono le seguenti:

potenza output	**10 W**
potenza input	**1,2 W**
frequenza massima	**175 MHz**
guadagno tipico	**10 dB**
tensione di lavoro	**12,5 V**
corrente di collettore	**2 A**
dissipazione massima	**25 W (a 25 °C)**
temp. max giunzione	**200 °C**

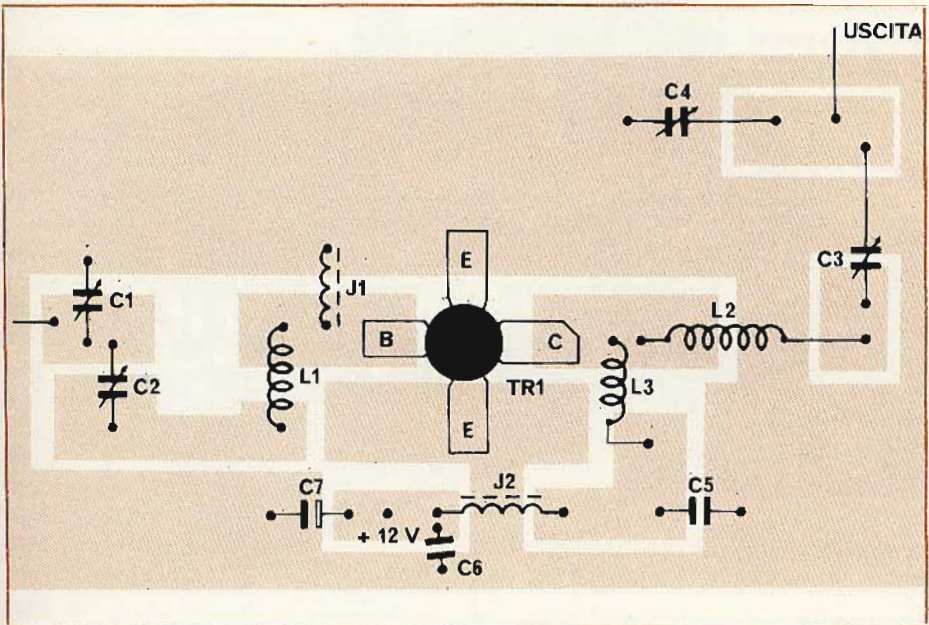
L'alimentazione del transistore avviene attraverso la cella a π formata da C5, J2, C6 e C7, la cui funzione è già stata spiegata nel testo.

REALIZZAZIONE PRATICA

In possesso del circuito stampato, si inizierà col forare, mediante punta da 1,2 mm, la basetta nei punti indicati col bollino che poi serviranno per il passaggio delle masse sul lato inferiore del rame, il foro centrale, dove è sistemato TR1 ha un diametro di 9,5 mm.

La fig. 5 mostra lo stampato dal lato componenti. Si inizierà la saldatura dei componenti, seguendo la sistemazione di fig. 6 e consultando l'elenco dei componenti, lasciando per ultimo il transistore che va montato, senza essere saldato eccessivamente, seguendo la disposizione dei terminali di fig. 2 e fig. 6.

Ricordarsi di saldare da entrambi i lati del circuito stampato tutti i terminali dei componenti che vanno a massa e sistemare il dissipatore di calore sul transistore, dopo aver sparso un po' di grasso ai siliconi sul bullone, per aumentarne il contatto termico.

Collegare l'uscita del nostro TX in FM con l'ingresso dell'amplificatore, interponendo, se si ha a disposizione un ROS-metro per controllare il perfetto adattamento di impedenza. All'uscita dell'amplificatore sistemare un wattmetro o un carico fittizio con sonda R.F., come precedentemente spiegato nella fase di taratura del TX.

Il kit di questo trasmettitore FM può essere richiesto a:

Selezione di tecnica Radio Tv
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 CINISELLO BALSAMO

alle seguenti condizioni:

— Trasmettitore FM da 800 mW (descritto sul n. 1-77) L. 98.000*

— Lineare FM da 6 W (descritto in questo articolo) L. 40.000*

* IVA INCLUSA + L. 1.000 per spese di spedizione contro assegno

Nei prossimi numeri descriveremo altri lineari per aumentare la potenza.

Fig. 6 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

E' ovvio che questi collegamenti vanno eseguiti con un cavo coassiale da 52 Ω di impedenza, del tipo RG/58. L'apparecchio è ora pronto per essere tarato e collaudato.

TARATURA

Collegare contemporaneamente le alimentazioni + 12 V del TX e del «lineare» o, quanto meno, prima l'alimentazione del «lineare» e poi quella del TX; la ragione è abbastanza ovvia.

Regolare alternativamente, mediante cacciavite antiinduttivo, C1 e C2, controllando l'abbassamento del R.O.S. e nel contempo C3 e C4 per la massima lettura sul wattmetro o sul voltmetro elettronico. Il valore misurato su quest'ultimo dovrà aggirarsi attorno ai 23 o 24 V che, su carico di 52 Ω corrispondono a circa 5 W. Date le tolleranze nel «beta» dei transistori e quelle dovute alla taratura generale del TX, potremo avere in uscita del nostro amplificatore valori compresi fra i 4 e i 6 W R.F.

Lasciare tutto sotto tensione per una decina di minuti e rifare la taratura per il massimo di uscita, controllando eventualmente «con mano» la temperatura del radiatore del finale.

L'assorbimento non dovrebbe in nessun caso oltrepassare 1 A.

Passiamo ora alla descrizione

Fig. 7 - Schema elettrico dell'alimentatore.

Prototipo del lineare FM a realizzazione ultimata.

ELENCO DEI COMPONENTI DELL'ALIMENTATORE

R1	: resistore da 3,9 kΩ 1/2 W
R2	: resistore da 680 Ω 1/2 W
R3	: resistore da 0,1 Ω 7 W a filo
R4	: resistore da 0,1 Ω 7 W a filo
R5	: resistore da 330 Ω 1/2 W
R6	: resistore da 330 Ω 1/2 W
P1	: trimmer da 500 Ω a filo semifisso 1 W
C1	: condensatore elettrolitico da 4000 μF 35 VL
C2	: condensatore elettrolitico da 100 μF 25 VL
C3	: condensatore elettrolitico da 1000 μF 25 VL
L1	: lampadina al neon con resistenza interna
I1	: interruttore da 2 A
TR1	: transistore da 2N3055
TR2	: transistore 2N1711
TR3	: transistore 2N1711
TR4	: transistore 2N3055 (vedi testo)
DZ1	: diodo zener da 5,1 V 400 mW
RS1	: ponte 840/C5000 o equivalenti
T1	: vedi testo

ELENCO DEI COMPONENTI DEL LINEARE

C1	: compensatore ceramico da 10-60 pF
C2	: compensatore ceramico da 10-60 pF
C3	: compensatore a mica da 10-60 pF
C4	: compensatore a mica da 10-60 pF
C5	: condensatore ceramico da 10 kpF 50 VL
C6	: condensatore ceramico da 0,1 μF 50 VL
C7	: condensatore elettrolitico da 47 μF 16 VL
J1	: impedenza VK 200
J2	: impedenza VK 200
L1	: 5 spire di filo argentato da 1,2 mm Ø in aria su Ø 6 mm leggerm. spaziale
L2	: 5 spire di filo argentato da 1,8 mm Ø in aria su Ø 10 mm leggerm. spaziale
L3	: 3 spire di filo argentato da 1,2 mm Ø in aria su Ø 6 mm leggerm. spaziale
TR1	: vedi testo

degli alimentatori che noi consigliamo per due ragioni: la prima è la semplicità del circuito elettrico; la seconda, la completa affidabilità dei medesimi che sono in funzione tutt'ora in numerosi esemplari di trasmettitori FM.

In fig. 7 appare lo schema della versione a bassa erogazione di corrente che, quindi, è adatto ad alimentare tutto il modulo del TX da 0,8 W.

Il transistore tratteggiato TR4 può essere connesso in parallelo a TR1, ottenendo quindi una corrente doppia di erogazione; questo alimentatore sarà utilizzato per il finale da 5 W ed il finale da 25 W connessi insieme.

La corrente fornita dall'alimentatore col parallelo di 2N3055 è di circa 5 A a 12 V; chiaramente i due transistori vanno montati su di un adeguato dissipatore termico.

E' comunque consigliabile alimentare separatamente il TX dai vari moduli amplificati finali, se ne ottiene una maggiore stabilità ed una assenza assoluta di ritorni di R.F. fra il TX ed i finali.

Quindi T1, F1, F2, RS1 vanno dimensionati come segue:

T1: primario 220 V
secondario 17 V 1,5 A

F1-F2: fusibili da 0,5 A

RS1 ponte da 40 V e 2A (es. B40/C2200) per l'alimentatore del finale da 5 W ed il finale da 25 W avremo:

T1: primario 220 V
secondario 17 V 7 A

F1: fusibile da 0,7 A

F2: fusibile da 5 A

RS1 PONTE DA 40 V a 5A (es. B40/C5000).

Da ciò si deduce che, volendo realizzare completamente il TX da 25 W di potenza in uscita, conviene fare avvolgere un unico trasformatore con due secondari: il primo da 17 V e 1,5 A ed il secondo sempre da 17 V, ma da 7 A.

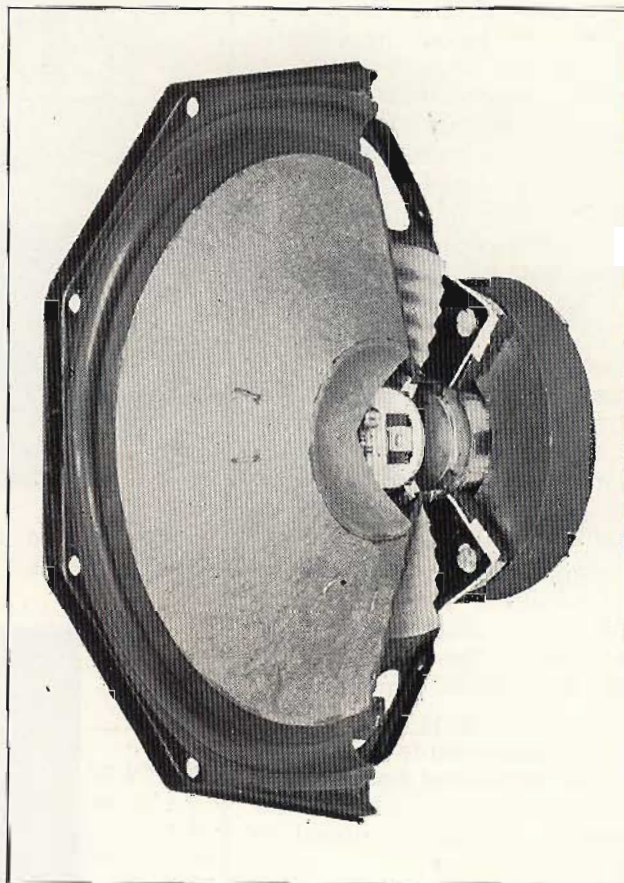
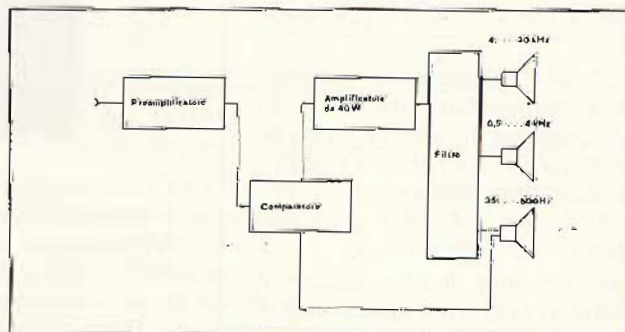
Questo schema di alimentazione non è affatto tassativo; anzi, volendo, possono essere usati analoghi alimentatori stabilizzati e magari anche protetti da sovracorrente che sono apparsi su questo o su altre riviste di elettronica; l'importante è che forniscano a servizio continuo rispettivamente 12 V e 0,5 A il primo e 12 V e 4 A il secondo.

(continua)

Toni bassi più naturali con l'altoparlante AD 8067/MFB MOTIONAL FEEDBACK

In passato molti sono stati i sistemi introdotti allo scopo di ottenere una fedele riproduzione dei toni bassi da parte di un normale altoparlante montato su una cassetta acustica di piccole dimensioni. Il vero problema comunque non è quello di ottenere potenza in corrispondenza dei toni bassi, bensì quello di ottenere una fedele riproduzione dei bassi e cioè poter ascoltare note basse non attenuate e distorte, cosa che generalmente può succedere con cassette acustiche di piccole dimensioni.

Questo problema è stato brillantemente risolto dalla Philips-Elcoma con l'introduzione dell'altoparlante AD 8067/MFB. Nel cono di questo altoparlante è stato sistemato un **trasduttore piezoelettrico** (PXE) che trasforma i movimenti del cono alle basse frequenze in corrispondenti segnali elettrici, i quali vengono successivamente confrontati in uno stadio comparatore con quelli non distorti forniti dalla sorgente. Da questo confronto si ricava un segnale-errore che, reinserito nel canale di amplificazione, permetterà al cono dell'altoparlante di muoversi linearmente (e cioè senza distorsione).

Impiegando l'altoparlante AD 8067/MFB è possibile pertanto ottenere, con una cassa acustica di ridotte dimensioni (soltanto 9 litri), una riproduzione dei toni bassi che diversamente potrebbe essere ottenuta solo impiegando una cassa acustica di grandi dimensioni.

Un esempio di realizzazione qui sotto riportato prevede:
- l'impiego di un normale amplificatore Hi-Fi di potenza (40 W) e relativo preamplificatore
- un filtro cross-over a tre vie
- un circuito comparatore.

PHILIPS s.p.a. Sez. Elcoma P.za IV Novembre, 3 - 20124 Milano - T. 6994

Electronic Components and Materials

STRUMENTI MUSICALI

PROGETTO E COSTRUZIONE DI UN PIANOFORTE ELETTRONICO

terza parte di LUBI

Come abbiamo affermato nelle due puntate precedenti, questo progetto possiede la prerogativa principale della sensibilità al tocco che caratterizza anche i veri e propri pianoforti, e che costituisce quindi una notevole differenza rispetto agli altri analoghi strumenti a tastiera di tipo elettronico. Questa terza ed ultima parte conclude l'argomento descrivendo i circuiti necessari per sopprimere i suoni parassiti, tra cui il rumore di commutazione ed il soffio dovuto alle correnti di dispersione, nonché un oscillatore principale del tipo MOS, mediante il quale viene semplificata la messa a punto.

Non appena è stato completato il cablaggio dell'intero pianoforte, restano da fare soltanto rifiniture e l'accordatura.

In un progetto di questa complessità, è purtroppo inevitabile riscontrare un certo numero di errori e di difetti, per cui è indispensabile procedere ad un accurato controllo di tutto ciò che è stato fatto, prima di provvedere alle necessarie operazioni di messa a punto.

Iniziare quindi applicando la tensione di alimentazione, ed eseguendo i seguenti controlli:

- Le linee comuni di alimentazione devono presentare, rispetto a massa, i potenziali di 0, + 5 e —5 V
- La linea comune di commutazione (dopo R507) deve presentare, rispetto a massa, un potenziale compreso tra 7 ed 8 V
- Il potenziale della linea comune di smorzamento deve essere di circa —0,5 V
- La linea comune di polarizzazione comporta un potenziale di + 0,8 V
- La linea comune di uscita presenta infine un potenziale, sempre riferito a massa, di + 0,4 V.

Ruotare entrambi i potenziometri della basetta dell'amplificatore fino a portare i cursori in posizione centrale, e controllare che le uscite del preamplificatore e dell'amplificatore corrispondano a circa 0 V, prima di procedere oltre. Se si notassero dei potenziali diversi, è già evidente la presenza di alcuni errori, ai quali si deve rimediare controllando con cura tutti i cablaggi e le caratteristiche di tutti gli stadi ed i giochi di commutazione che precedono quel punto.

Collegare la cuffia oppure un amplificatore di bassa frequenza ad uno degli zoccoli di uscita: è molto probabile che si oda un soffio oppure qualche sibilo; si tratta però di fenomeni che per il momento conviene ignorare. Se invece non si ode nulla, controllare l'uscita dell'amplificatore e quella del preamplificatore.

Verificare che esca una nota non appena un tasto viene azionato, e che la frequenza delle diverse note sia già progressivamente nell'ordine esatto, tenendo però presente che gli oscillatori non sono ancora stati accordati.

L'intero impianto è allestito in modo tale che, con un minimo sforzo mentale, qualsiasi difetto evidente può essere facilmente localizzato nei confronti di una o due linee di collegamento, oppure di alcuni componenti sia in un gruppo di lettere (note), sia nel circuito di un tasto.

L'assenza di un segnale proveniente dal circuito dei tasti può essere con ogni probabilità causato dall'assenza del segnale di ingresso, che — a sua volta — può dipendere dall'inversione di un diodo, oppure da un collegamento errato da un divisore o all'oscillatore. I sibili, facilmente identificabili in base alla loro frequenza, possono dipendere dall'impiego di transistori che presentino una certa dispersione, oppure da errori nei collegamenti di polarizzazione o di smorzamento. Se i suoni prodotti risultano deboli o comunque indecisi, è altrettanto probabile che il circuito di collettore, dal quale essi provengono, sia interrotto. L'apertura o l'errata piegatura dei contatti dei commutatori facenti parte della tastiera si rivelano appunto con tali difetti.

Gli inconvenienti principali sui quali conviene svolgere le più accurate ricerche consistono invece nelle connessioni mancanti, negli accoppiamenti incompleti in prossimità dei circuiti integrati, nell'esecuzione di cattive saldature, negli errori di montaggio, nei cortocircuiti dovuti alla presenza di eccessive quantità di stagno in punti critici, costituiti da connessioni o da ancoraggi particolarmente vicini tra loro, nel contatto accidentale di componenti che non dovrebbero in-

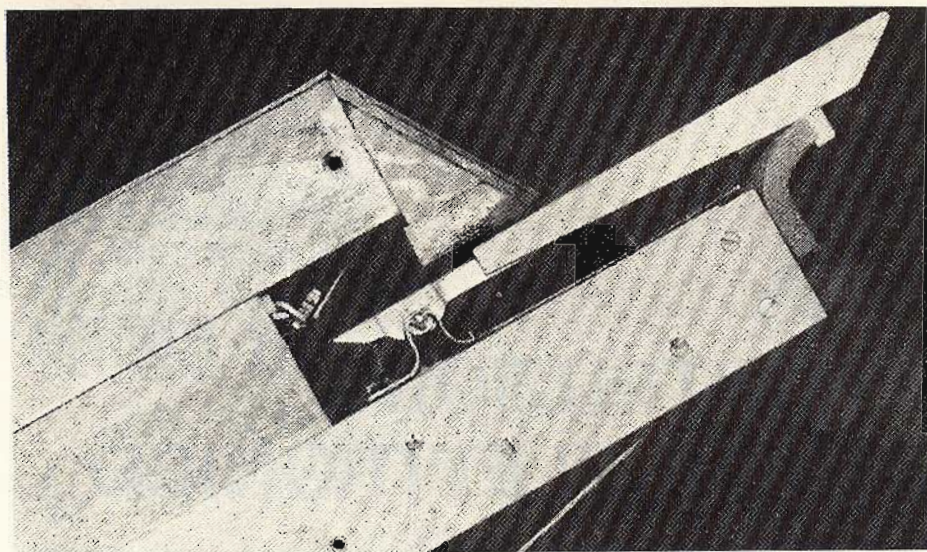



Fig. 23 - Per simulare il carico di inerzia dell'effetto meccanico di funzionamento dei tasti, è opportuno inserire una striscia di spugna di plastica tra la parte inferiore dei tasti e la flangia inferiore del telaio che supporta la tastiera.

vece toccarsi, e nella presenza di strisce di rame sulla basetta di supporto che non sono state adeguatamente interrotte.

Può inoltre essere utile aggiungere dei condensatori di disaccoppiamento lungo le linee di alimentazione sui diversi circuiti stampati.

Se l'alimentatore è stato realizzato impiegando un trasformatore che fornisca una tensione di 9 V, il valore di R507 deve essere aumentato fino a circa 18 Ω allo scopo di ridurre la tensione continua al valore di 8 V, effettivamente necessaria per la linea comune di commutazione.

Verificare che ogni nota cessi immediatamente non appena viene liberato il tasto, quindi cortocircuitare lo zoccolo di raccordo del pedale del «forte», e verificare che le note continuino ad essere prodotte per un breve periodo di tempo, dopo aver lasciato libero il tasto corrispondente.

Non appena si è riusciti a far funzionare tutti i circuiti, è giunto il momento di eseguire diverse regolazioni finali: tanto per cominciare, staccare l'ingresso del segnale positivo dal preamplificatore addizionatore dalla linea a 0 V, e prolungare questo collegamento impiegando circa 75 cm di filo flessibile isolato. Saldare un'estremità di questo filo al terminale del resistore R401, e quindi collegare questo resistore alla linea comune da 0 V presente sul circuito stampato della tastiera, in una posizione idonea a captare la minima quantità possibile di segnali parassiti.

Tendere il collegamento del segnale positivo lungo la linea comune di uscita, alla massima distanza possibile. E' importante sistemare le linee da 0 V con la massima cura, per rendere minimi i segnali di accoppiamento.

Collegare quindi un conduttore direttamente tra la linea comune a 0 V dei circuiti della tastiera e la massa del preamplificatore. In tali condizioni il soffio deve risultare inudibile mentre si suona lo strumento.

Se il soffio, che fa parte del rumore di fondo, è ancora troppo intenso, vale a dire se è presente il soffio negli istanti in cui nessuna nota viene suonata, ridurre il valore di R501 finché l'inconveniente sia ridotto al grado di tollerabilità. In seguito vedremo come tale disturbo possa essere soppresso ricorrendo all'impiego di un circuito del tipo «squelch».

Si rammenti però che se il valore di R501 viene ridotto eccessivamente, si manifesta un altro effetto indesiderabile, a causa del quale il tasto può rifiutare di funzionare quando viene azionato molto lentamente.

Se l'effetto di smorzamento risulta troppo rapido, è possibile aumentare il potenziale della linea relativa collegando un resistore di poche centinaia di ohm in serie ad R502, e collegando anche la base di Tr502 al punto in comune di questi due resistori.

Se il funzionamento di uno qualsiasi dei tasti appare molto diverso da quello della maggioranza degli altri, la causa deve essere subito cercata ed eliminata, poiché — in caso contrario — ne deriva un funzionamento piuttosto sgradevole dell'intero strumento.

E' inoltre importante modificare la pressione meccanica necessaria per premere i tasti, agendo sulla relativa molla, affinché l'effetto di sensibilità al tocco risulti soddisfacente. La sistemazione ideale consiste in un compromesso tra la massima e la minima pressione, che deve dare l'idea di premere un tasto che agisca su un pistone immerso in olio: per ottenere questo risultato, nel prototipo si è fatto uso di un dispositivo molto semplice, che ha consentito di ottenere risultati accettabili.

Tagliare una striscia di spugna di plastica molto flessibile, nelle dimensioni di mm 50 x 10 x 840: se non è possibile trovare una striscia di lunghezza sufficiente, usare tratti più brevi, uniti in senso longitudinale. Spingere questo pezzo di spugna di plastica nella sua sede, tra la parte che si trova sotto i tasti bianchi e la flangia inferiore del telaio della tastiera, in riferimento alle figure precedentemente pubblicate, ed alla **figura 23**.

Dopo aver provveduto a quanto sopra, si noterà che i tasti neri si appoggiano contro la spugna di plastica, mentre quelli bianchi la deformano in modo tale da percepire una certa resistenza ogni volta che si preme un tasto. Se non si ricorre a questo particolare accorgimento, il funzionamento meccanico dei tasti può non risultare soddisfacente.

L'ACCORDATURA

Il modo più facile e più sicuro per accordare gli oscillatori consiste nel togliere momentaneamente la basetta dell'oscillatore dallo strumento, e portarla in un laboratorio munito di un frequenzimetro digitale di tipo adatto, oltre che di un alimentatore che si presti allo scopo.

Gli oscillatori devono essere collegati ad una sorgente di alimentazione in grado di fornire una tensione di ± 5 V. Il loro funzionamento deve essere controllato all'uscita dell'amplificatore operazio-

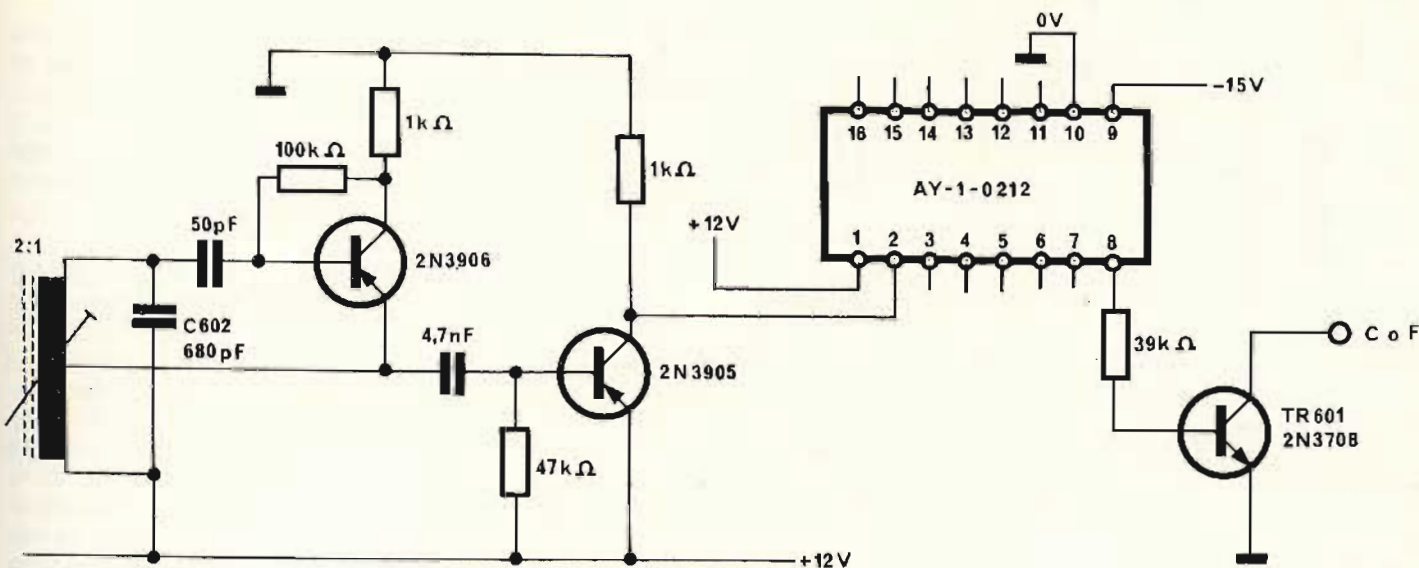



Fig. 24 - Questo generatore alternativo dei toni, che può sostituire dodici oscillatori a resistenza e capacità usati nel progetto originale, evita l'impiego di metodi convenzionali di accordatura.

nale, dove è presente un segnale a onde quadre. E' però consigliabile usare anche un oscilloscopio, per controllarne la forma d'onda e stabilire quindi che tutto sia in ordine.

In queste condizioni, gli oscillatori possono essere tarati in base alle frequenze riportate nell'apposita tabella nella prima parte di questa serie di articoli, con una precisione pari a ± 2 parti su mille.

Se una delle regolazioni si trova fuori della portata del relativo potenziometro, può essere opportuno aggiungere dei resistori addizionali. Contrassegnare gli oscillatori dopo la relativa messa a punto, in modo che sia poi possibile eseguirne il collegamento senza commettere errori.

Se non si può accedere ad un laboratorio munito delle apparecchiature citate, magari con il consenso di un amico compiacente, è possibile ugualmente accordare gli oscillatori in loco, ad orecchio. La persona che esegue l'accordatura deve naturalmente essere in possesso di un ottimo orecchio musicale, e munita di un diapason per la nota «LA».

L'involucro dello strumento deve essere aperto, in modo da rendere accessibili tutti i potenziometri di taratura. Sintonizzare il gruppo A (LA) rispetto al diapason. In seguito, è possibile accordare i FA (F) sempre rispetto ai (LA) precedentemente accordati. L'intervallo deve corrispondere alla terza maggiore.

Poi, si possono sintonizzare i «DO» mediante l'accordo maggiore costituito dal FA, dal LA e dal DO, e quindi regolare nuovamente il FA, se necessario. Usare quindi il DO per accordare il MI, essendo l'intervallo ancora corrispondente ad una terza maggiore, e quindi sintonizzare il SOL nell'accordo maggiore costituito dal DO, dal MI e dallo stesso SOL. Usare infine il SOL per sintonizzare il SI (terza maggiore), e quindi il RE, ricorrendo all'accordo maggiore SOL-SI-RE. Questa operazione completa l'accordatura dei tasti bianchi.

Regolare poi la frequenza del MI bemolle sfruttando l'accordo FA-LA-DO-MI bemolle, ed il SI bemolle, usando l'accordo maggiore MI bemolle-SOL-SI bèmolle. Regolare quindi il LA bemolle sfruttando l'accordo SI bemolle-RE-FA-LA bemolle, oppure la terza maggiore DO-LA bemolle.

Accordare il FA diesis usando la terza maggiore RE-FA diesis.

Accordare in seguito il DO diesis, usando l'accordo maggiore LA-DO diesis-MI.

E' molto probabile che l'intera sequenza delle operazioni debba essere svolta più di una volta: per fortuna, l'accordatura del pianoforte elettrico risulta molto più facile di quella di un pianoforte a corde, nel quale esistono oltre duecento punti di regolazione.

Se si fa uso di un sintetizzatore dell'ottava superiore del tipo MOS, è necessario procedere ad una sola operazione di accordatura, che può essere svolta in pochi minuti. Di ciò ci occuperemo ancora in seguito.

AGGIUNTE FACOLTATIVE

Sulle basette a circuito stampato della tastiera (vedi figura 20), togliere i collegamenti fra la traccia numero 24, alla quale sono collegati i resistori R2, e la traccia numero 23. Unire le tracce tra loro mediante un diodo al silicio su ciascuna basetta, collegando i catodi alla traccia numero 23.

Questa modifica si basa sul lavoro svolto dopo il completamento del prototipo, e — se viene effettuata — è molto probabile che migliori il funzionamento dei tasti all'estremità «dolce» della gamma dinamica.

Il prototipo consiste in uno strumento fondamentale, in quanto non è stato eseguito alcun tentativo per modificare il timbro di ciascuna nota, o comunque per alterarne la forma d'onda, fatta eccezione per l'impiego di un unico filtro del tipo passa-basso. E' quindi per pura coincidenza ed in base alle normali leggi di fisica che il suono prodotto da questo strumento assomiglia più di quello prodotto da qualsiasi altro al suono di un pianoforte a coda.

Se questo timbro non risulta accettabile, è opportuno aggiungere qualche sistema di correzione della forma d'onda, cosa che può essere realizzata abbastanza facilmente. Nel mobile è infatti disponibile spazio sufficiente, direttamente sui circuiti stampati della tastiera, che consente l'adattamento di un filtro passa-basso tra D1 ed R5. L'Autore ha adattato filtri di

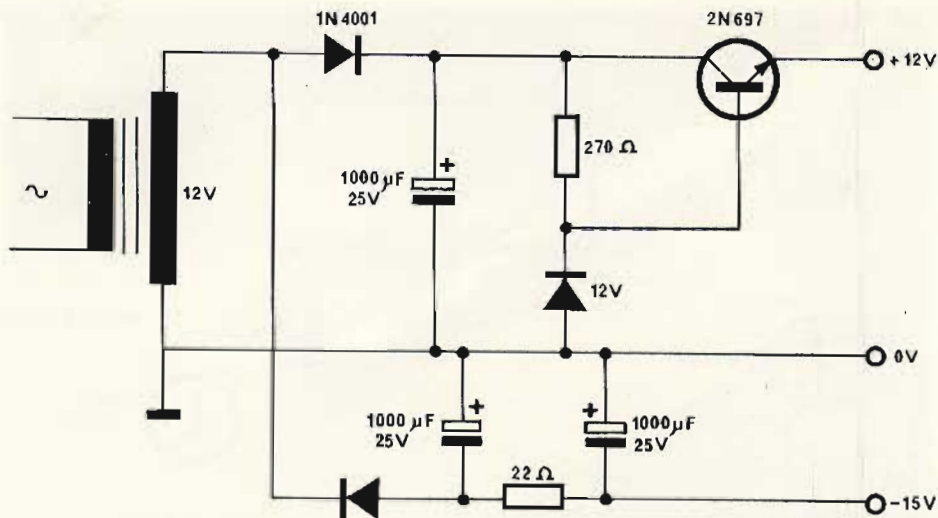



Fig. 25 - Questo è lo schema dell'alimentatore che fornisce le tensioni adatte al generatore di tono del tipo MOS, oltre ad alimentare il preamplificatore e l'amplificatore della cuffia. Se si fa uso del circuito MOS, la tensione di alimentazione di —5 V può essere soppressa.

questo genere sulle ultime sedici note più basse, per diminuire l'asprezza, impiegando resistori da 10 kΩ e condensatori da 20 nF. Si potrebbero però allestire anche circuiti più complessi da installare su di una basetta separata, accoppiata ad un cavo multiplo a 61 conduttori.

E' però opportuno installare all'interno dell'involucro un adatto alimentatore, per cui, essendo necessaria una sorgente di tensione separata, è molto facile che non ne valga la pena. Analogamente, è del pari possibile installare nel mobile un altoparlante, tenendo però presente che — dal momento che per riprodurre adeguatamente le note basse è necessario disporre di un altoparlante di dimensioni relativamente grandi — il mobile non è stato progettato per poter funzionare anche da cassa acustica: questa applicazione non è quindi consigliabile, ed è preferibile ricorrere ad un amplificatore di potenza esterno, munito del relativo altoparlante.

In serie al percorso del segnale, dopo il preamplificatore, è facile aggiungere un circuito per la modifica del segnale, allo scopo di aggiungere il cosiddetto «tremolo». Non è facile stabilire se è possibile aggiungere anche il «vibrato» con successo agli oscillatori, ma — comunque — questa particolare applicazione sembra piuttosto inappropriata.

L'amplificatore per la cuffia può essere naturalmente sostituito con un circuito integrato. L'unità MCF 4000 è abbastanza economica, ed è stata studiata per realizzare lo stadio di uscita di un ricevitore radio a transistori di tipo portatile.

La basetta contenente dodici oscillatori ad induttanza e capacità può essere facilmente allestita come unità di ricambio con innesto a spinotti, ma — come si è già detto nella prima parte di questo articolo — gli oscillatori a rilassamento sono stati preferiti per diversi motivi.

L'AMPLIFICAZIONE

Per l'amplificazione a bassa potenza, e per ottenere quindi il funzionamento adatto allo studente di pianoforte, è possibile usare qualsiasi tipo di amplificatore con relativo altoparlante di dimensioni adeguate. Un altoparlante del diametro di 200 mm fornisce già risultati accettabili, tenendo però presente che le note più basse comportano una frequenza fondamentale di ampiezza molto maggiore di quella di un pianoforte convenzionale.

Se si desidera invece sviluppare una forte potenza acustica, è indispendibile usare altoparlanti di grosse dimensioni, del tipo normalmente usato per le chitarre elettriche. Gli altoparlanti devono presentare una potenza nominale maggiore di quella dell'amplificatore, poiché — in caso contrario — la forma d'onda dei segnali, simile a quella dei suoni prodotti con un pianoforte a percussione, potrebbe danneggiare la struttura del cono.

E' possibile acquistare ed installare un normale controllo di volume a pedale, collegandolo tra il pianoforte e l'amplificatore, dopo aver portato R403 ad un livello adatto alle esigenze.

IL GENERATORE PRINCIPALE DI TONI DEL TIPO MOS

L'oscillatore a radiofrequenza ed il generatore principale di tono sostituiscono dodici oscillatori (vedi **figura 24**). Le frequenze prodotte sono in tolleranza entro lo 0,1% rispetto ad una scala campione equivalente, per cui il pianoforte funziona perfettamente senza alcuna sintonia! Un dispositivo di questo genere può essere facilmente sintonizzato rispetto ad un altro strumento o ad un frequenzimetro, se lo si desidera.

Sarebbe possibile organizzare il circuito anche per ottenere rapidamente la possibilità di trasporto di tonalità; ciò non è possibile però con l'impiego di dodici oscillatori per il generatore. E' tuttavia ancora necessario prevedere i dodici circuiti di interfaccia nei confronti dei divisori del tipo TTL.

A tale scopo è necessario anche disporre di un alimentatore supplementare: il relativo circuito, illustrato alla **figura 25**, rende disponibile una tensione regolata di +12 V, ed un'altra tensione livellata ma non regolata di −15 V, per l'unità AY-1-0212. In questo caso la tensione originale di −15 V del pianoforte viene soppressa.

Il preamplificatore e l'amplificatore per la cuffia devono essere alimentati con una tensione di +12 V, e con un'altra di −15 V.

E' necessario anche inserire una impedenza per la frequenza di 470 kHz, con un rapporto tra le spire di 2 : 1. Può però essere necessario modificare il valore di C602, allo scopo di regolare con esattezza la frequenza con l'aiuto del nucleo di ferrite. Il circuito oscilla con qualsiasi tipo di bobina che presenti un rapporto approssimativamente esatto tra le spire.

L'unità del tipo AY-1-0212 sopporta un determinato valore eccessivo di tensione, ma — ciò nonostante — deve essere trattato con la massima cura possibile. Questo circuito va montato su di uno zoccolo a sedici piedini, del tipo «dual-

in-line». Il suo prezzo si aggira intorno alle 10.000 lire.

Impiegando una basetta «Veroboard» delle dimensioni di mm 75 x 100 si dovrebbe disporre di uno spazio più che sufficiente per l'oscillatore, per il circuito integrato e per il complesso di resistori e di transistori. E' però consigliabile portare in fuori le connessioni di ingresso lungo il bordo della basetta, nell'ordine della scala musicale; al contrario, le uscite del circuito integrato possono essere disposte anche casualmente.

Se il rumore a frequenza elevata determina un funzionamento scadente nei confronti delle ottave più basse, è opportuno aggiungere altri condensatori alla basetta di supporto lungo la linea di alimentazione, oppure è possibile installare un condensatore da 1 nF sul collettore o sulla base di Tr601.

I CIRCUITI «SQUELCH» ED ANTI-RUMORE

Se i segnali vengono prodotti con una forma d'onda non simmetrica, al di sopra ed al di sotto del potenziale di massa, si manifesta un certo livello di rumore in corrispondenza con la pressione esercitata su ciascun tasto. A tale riguardo, la **figura 26** rappresenta il circuito anti-rumore, che è stato installato nel prototipo. Si tratta sostanzialmente di derivare il segnale e di applicarlo tra i terminali 2 e 3 di un amplificatore operazionale del tipo 741. Il segnale prelevato all'uscita (terminale numero 6) fa capo direttamente alla base di un transistore del tipo ACY17, il cui emettitore è collegato al terminale numero 4 dell'amplificatore operazionale.

I terminali numero 2 e numero 6 sono uniti mediante il resistore R402, da 10 kΩ, che equalizza il funzionamento dell'intero dispositivo, grazie ad un particolare sistema di sfruttamento della controreazione.

Dal terminale numero 2, tramite un resistore da 10 kΩ, viene prelevata la tensione di polarizzazione per l'emettitore del transistore, filtrata rispetto a massa con l'impiego di un condensatore elettrolitico da 5 µF. Il segnale di uscita prelevato nel punto B, corrispondente al terminale numero 6 dell'amplificatore operazionale ed alla base del

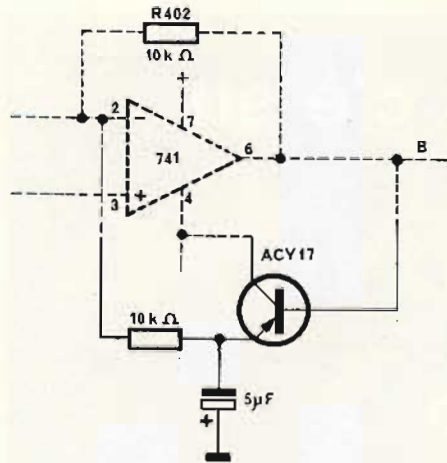



Fig. 26 - Aggiunta facoltativa costituita da un circuito anti-rumore, che comprende altri tre componenti da aggiungere al circuito di figura 7.

transistore, viene poi applicato all'ingresso dei circuiti che seguono, eliminando in tal modo il rumore di commutazione che si manifesta di solito ogni qualvolta un tasto viene premuto.

Infine, il soffio dovuto alle correnti di dispersione, molto attenuabile con l'aggiunta del diodo D1 a polarizzazione inversa, può essere eliminato completamente aggiungendo il circuito «squelch» che illustriamo alla **figura 27**. Questo circuito va inserito tra i punti contrassegnati B-B nello schema di figura 7.

Il compito di questo circuito consiste nel sopprimere qualsiasi suono, a meno che lungo il relativo percorso non sia presente un segnale utile, di cui si desidera ottenere la riproduzione indisturbata.

COLLEGAMENTI DEL CIRCUITO INTEGRATO AY-0210

TERMINALE	IMPIEGO
1	V_{SS} + . 12 V
2	Ingr. 500 o 334 kHz
3	Do diesis oppure Fa diesis
4	RE oppre LA
5	SOL oppure DO
6	SOL diesis o DO diesis
7	SI oppure MI
8	DO oppure FA
9	V_{GG} — 15 V
10	V_{DD} 0 V
11	LA diesis o RE diesis
12	LA o RE
13	FA diesis o SI
14	FA o LA diesis
15	RE diesis o SOL diesis
16	RE o SOL

ELENCO DEI COMPONENTI PER IL GENERATORE DEL TIPO MOS

Il circuito integrato AY-1-0210 viene prodotto dalla General Instruments Microcircuit Sales, 57 Mor-

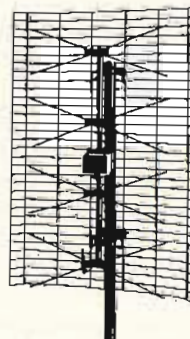
Fig. 27 - Per sopprimere completamente il soffio dovuto alle correnti di dispersione, che può risultare evidente nell'intervallo tra una nota e l'altra, si può usare questo circuito «squelch», che sopprime completamente l'uscita in assenza di segnale di ingresso. I valori adatti per il partitore di tensione sono di 10 kΩ e 5 kΩ per i resistori di pre-regolazione.

timer Street, Londra WIN 7TD (Inghilterra).

Il trasformatore da 470 kHz deve essere del tipo da media frequenza, con nucleo in ferrite, e con rapporto tra le spire di 2 : 1.

I tipi di transistori sono già stati precisati nello schema: per Tr601 occorrono comunque dodici esemplari del tipo 2N3708.

I condensatori sono da 50 pF, 680 pF (C602) e 4,7 nF. Per quanto riguarda invece i resistori ne occorrono due da 1 kΩ, dodici da 100 kΩ ed altrettanti da 39 kΩ. Si rammenti inoltre che per il circuito integrato è opportuno disporre di uno zoccolo a 16 piedini del tipo «dual-in-line».

Per l'unità di alimentazione, il cui schema elettrico è riprodotto alla figura 25, il trasformatore deve poter fornire una tensione di 12 V, con una corrente di 50 mA. Per il filtraggio sono necessari tre condensatori elettrolitici da 1.000 μF, con tensione nominale di lavoro di 25 V. I resistori presentano i valori di 270 e 22 Ω, ed i tipi dei semiconduttori sono quelli riportati direttamente nello schema.

STAZIONI TERRESTRI PER SATELLITI METEOROLOGICI
descrizione delle unità elettroniche di riproduzione

terza parte di LUBI

Dopo aver descritto i concetti fondamentali sui quali si basa la tecnica di ricezione dei segnali complessi audio-video, irradiati dai satelliti che forniscono le informazioni relative ai rilevamenti meteorologici, non ci resta — come avevamo premesso — che descrivere la tecnica realizzativa dei sistemi di riproduzione e di interpretazione dei segnali ricevuti.

Lo schema a blocchi del sistema di riproduzione delle indicazioni è illustrato alla **figura 24,** ed il principio di funzionamento può essere sintetizzato come segue.

Supponiamo che si disponga di un segnale di ingresso proveniente da un registratore a nastro di un satellite APT nell'istante in cui il segnale presenta l'ampiezza di picco corrispondente al bianco in riferimento ad un dato tipo di immagine. Il ritmo del segnale «clock» viene determinato dai limitatori che alimentano il circuito a fase bloccata, che si blocca quindi sulla frequenza del segnale di ingresso.

L'oscillatore a controllo di tensione facente parte della medesima sezione segue quindi il ritmo apparente degli impulsi di ingresso «clock», entro i limiti imposti dalla gamma di «tracking», e tiene perciò conto degli inconvenienti dovuti ai fenomeni di «wow» e «flutter» nel registratore.

Il generatore di rampa «X» (orizzontale) riceve la frequenza dell'oscillatore a controllo di tensione, e produce una funzione a gradini a partire dal segnale ad onde quadre, opportunamente separate, bloccato sulla frequenza del segnale di ingresso. Quindi, anche l'andamento della rampa «X» tiene conto degli errori di velocità dovuti al registratore.

Occorre però tener presente che le prestazioni di un generatore a rampa con funzione a gradini per l'asse «X» sono migliori di quelle di un generatore di rampa ad integratore analogo, in quanto il primo tiene conto ciclo per ciclo delle variazioni di fase e di frequenza del segnale rispetto all'ingresso, mentre l'integratore somma tali effetti, e - a causa di una costante di tempo di valore elevato - può risultare in ritardo o in anticipo per reazione rispetto al segnale di ingresso. Ciò darebbe adito alla riproduzione di un'immagine irregolare, ed allo spostamento di alcuni dettagli che possono essere di grande importanza agli effetti dell'interpretazione corretta.

I divisori contano in senso inverso il ritmo degli impulsi «clock» in sincronismo con qualsiasi rapporto di variazione, e determinano anche con molta cura il funzionamento delle sezioni «flyback» del generatore di rampa «X».

Il circuito che dà inizio al sincronismo di riposo durante la maggior parte della sequenza di segnale proviene dal satellite. Quando si presenta il tono alla frequenza di 300 Hz, il circuito azzera i contatori a decadi nella catena di divisione fino a 9, oltre a riportare a zero il divisore per 12 all'inizio di uno dei periodi del livello del nero, della durata di 12,5 ms, nel periodo di regolazione della fase di cinque secondi, dopo la cessazione del suddetto tono.

Dopo 12 secondi del segnale, il circuito di divisione per 12 cambia stato, e predispone a zero i contatori a decadi, che - a loro volta - azzerano il generatore di rampa «X».

I dodici cicli del segnale ritardano sia il «flyback» che la partenza del generatore di rampa «X» di circa 6 ms. Ciò costringe la rampa «X» a raggiungere approssimativamente la metà strada attraverso i periodi successivi del nero della sequenza di rifasamento, e centra quindi le linee di scansione orizzontale dell'immagine, in modo che risulti la riproduzione di un bordo bianco al di sotto di ciascun lato dell'immagine riprodotta.

Il circuito di sincronismo mantiene la linea di azzeramento al livello logico basso durante il resto della riproduzione dell'immagine, finché «vede» più di 1,5 s della frequenza di 300 Hz, quando cioè l'azione di funzionamento forzata si verifica di nuovo.

L'eventualità in cui si presentino

immagini contenenti più di pochi millisecondi della forma d'onda alla frequenza di 300 Hz sono piuttosto rare; tuttavia, se lo si desidera, è sempre possibile inibire manualmente il circuito di sincronismo.

Nel caso delle immagini «SR», come quelle che vengono inviate dal satellite NOAA-2, non esistono periodi di interimmagine - nel senso che la sequenza si verifica ininterrottamente - ed è quindi conveniente rifasare manualmente l'immagine sia per la sua parte visibile, sia per la parte riprodotta a raggi infrarossi sul lato sinistro, impiegando i comandi «lock/slip» e «slip-rate». Con questo sistema si blocca il circuito di controllo della fase dell'oscillatore a controllo di tensione, e si permette al circuito a fase bloccata di funzionare con una frequenza di uscita che risulta in ritardo rispetto alla frequenza sottoportante del satellite.

In pratica, occorrono istanti molto brevi per regolare a mano la fase dell'immagine osservando la sua formazione, e facendo scivolare il bordo desiderato dell'immagine verso la sinistra del teleschermo.

In seguito viene scelta la posizione di bloccaggio, dopo di che l'immagine risulta in fase. Usando il circuito proposto, sarebbe relativamente facile rivelarne i «burst» della durata di 23,3 ms, alla frequenza di 300 Hz, nella sequenza dei segnali inviati dal satellite NOAA-2, che precede ciascuna linea di scansione dell'immagine visibile e di quella a raggi infrarossi. Così come è, il suddetto «burts» è troppo breve affinché il circuito possa reagire adeguatamente, ma - commutando il circuito in modo da ottenere un maggior guadagno per la posizione «SR» - è possibile determinare il funzionamento forzato dei contatori.

Inoltre, il «burts» alla frequenza di 600 Hz, che si presenta ogni 30 s, e che precede una riga di scansione dell'immagine per la riproduzione a raggi infrarossi, potrebbe essere rivelata impiegando un filtro tarato sulla frequenza di 600 Hz, per cui riuscirebbe facile rifasare automaticamente l'immagine riprodotta per le immagini di sinistra a raggi infrarossi.

Per le immagini «SR», che scorrono continuamente durante un passaggio, il generatore di rampa «Y» viene commutato in modo da funzionare molto più lentamente che non per le immagini «APT». Il ritmo può essere regolato mediante un potenziometro di taratura abbinato al commutatore «APT/SR», allo scopo di regolare l'immagine sull'indice corretto di cooperazione. E' proprio per questo motivo che si fa uso di un integratore analogico per il generatore di rampa dell'asse «Y», e non di un generatore di scansione a gradini.

Il circuito completo della sezione di riproduzione è illustrato alle **figure 25, 26, 27, 28, 29** e **30**, che rappresentano rispettivamente le diverse sezioni che stiamo per analizzare una alla volta.

Lo stadio di ingresso

Il trasformatore di ingresso T2 è un classico esemplare per l'accoppiamento di altoparlanti, a prese multiple, di tipo standard. I numeri precisati nello schema sono riferiti al modello citato nell'elenco dei componenti. Le uscite per l'altoparlante di controllo, i circuiti di sincronismo e lo zoccolo di uscita dell'asse «Z» sono state rese variabili mediante semplici accoppiamenti resistivi, realizzati con l'impiego dei potenziometri R72, R73 ed R75.

La tensione applicata al limitatore viene aumentata a seguito dell'effetto di auto-trasformazione, allo scopo di raddoppiare il livello di ingresso.

Lo schermaggio del trasformatore di ingresso rispetto a qualsiasi campo parassita, particolarmente nei confronti della tensione alternata di rete presente nel trasformatore di alimentazione, è essenziale per ridurre le interferenze a 50 oppure a 100 Hz, facilmente visibili sull'immagine riprodotta.

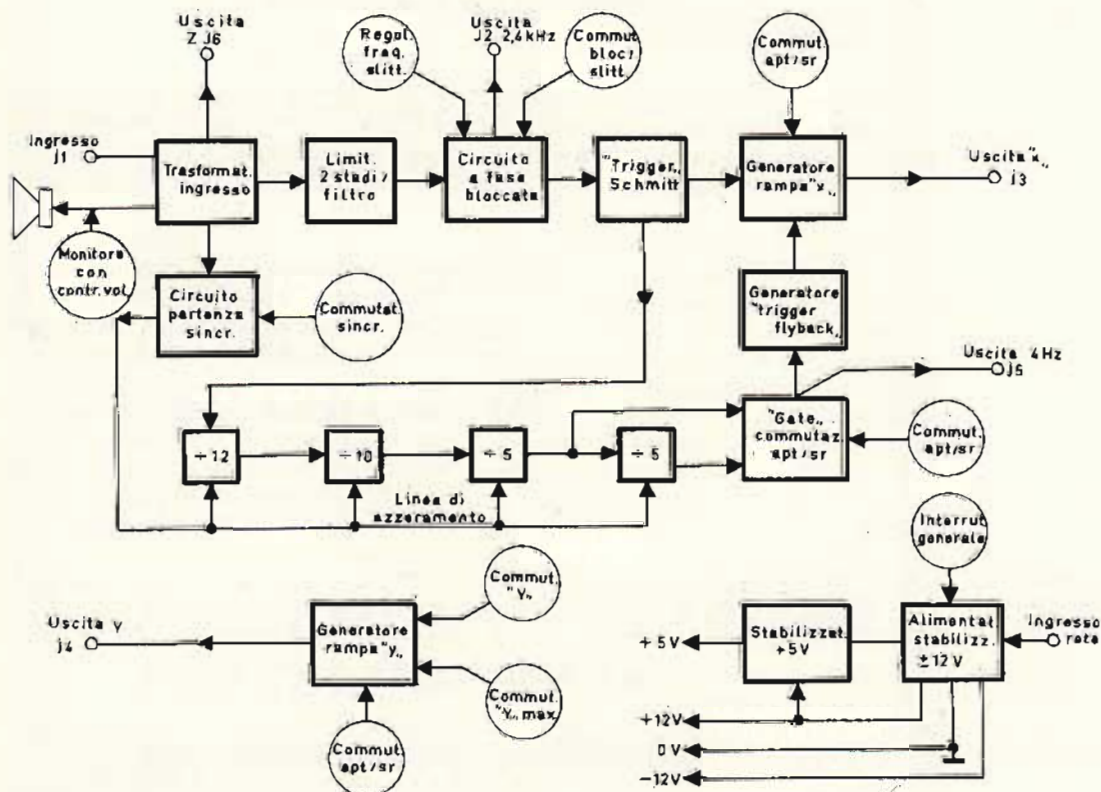



Fig. 24 - Schema a blocchi generale, illustrante le diverse funzioni che vengono svolte dall'unità di riproduzione delle immagini. Lo schema a blocchi comprende anche la sezione audio rappresentata dall'altoparlante in alto a sinistra, comprendente anche il relativo regolatore di volume. Si noti in basso a destra la sezione di alimentazione descritta separatamente.

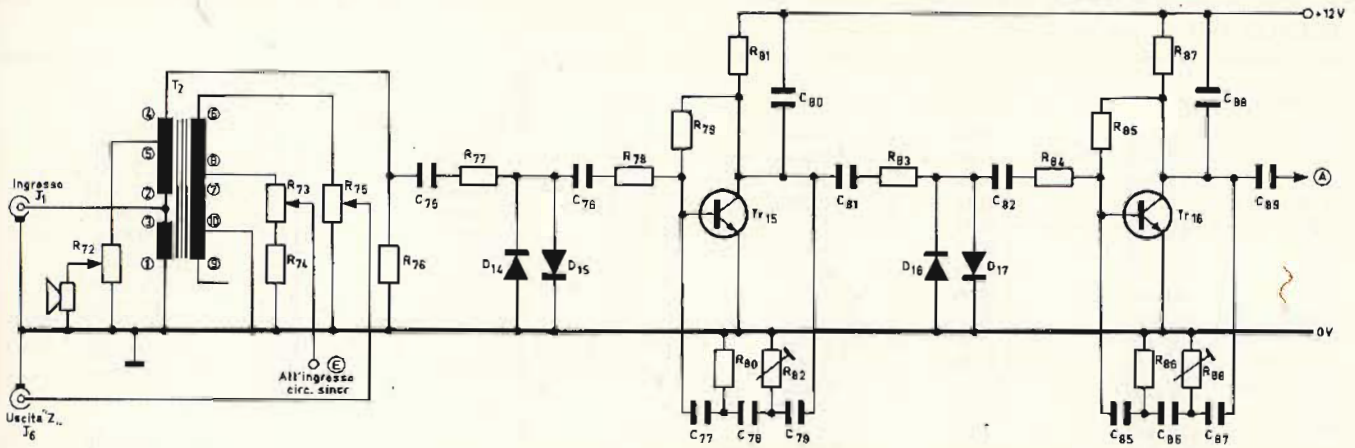



Fig. 25 - Schema dettagliato del circuito di ingresso dell'unità elettronica di riproduzione, contenente anche gli stadi muniti di filtri.

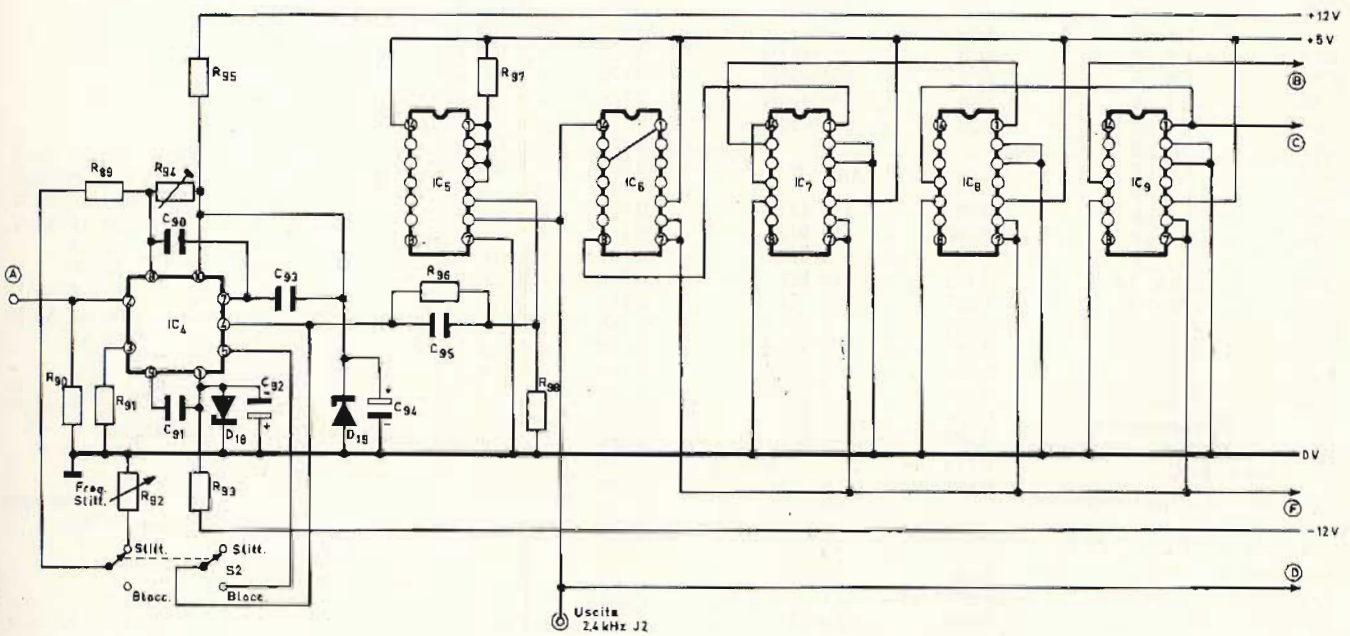



Fig. 26 - Schema completo del circuito a fase bloccata e degli stadi divisori, realizzati impiegando esclusivamente circuiti integrati e pochi componenti discreti.

Lo stadio limitatore/filtro

Due limitatori simili tra loro vengono collegati in serie: la forma d'onda del segnale di ingresso viene limitata in ampiezza mediante taglio dei picchi per ciascun semiciclo, ad opera dei diodi di polarità opposta compresi tra D14 e D17, per subire poi una certa amplificazione con relativo filtraggio ad opera di Tr15 e Tr16.

Le reti di filtraggio costituite da C77, C78, C79, R80 ed R82, nonché da C85, C86, C87, R86 ed R88, costituiscono semplici sistemi di sfasamento di 180°, collegati ai capi dei transistori dell'amplificatore. Per il semplice circuito illustrato, e considerando i valori singoli di R e di C, la frequenza di funzionamento del filtro può essere calcolata con buona approssimazione mediante la formula che segue:

$$f \approx 1 : (6{,}28RC \sqrt{10})$$

Il circuito a fase bloccata

In questa sezione si fa uso di un circuito integrato per bassa frequenza, appunto del tipo «phase-lock loop», modello Signetics NE565A.

La solita uscita alla quale è disponibile il segnale rivelato non viene usata, mentre l'oscillatore a controllo di tensione viene accoppiato con un sistema a resistenza e capacità allo stadio separatore successivo.

Per evitare problemi di interferenza, e per rendere più semplice il circuito, quest'ultimo funziona con la sua propria tensione di alimentazione di ± 5 V, derivata dalla linea a ± 12 V. Il punto di lavoro per l'ingresso viene regolato mediante i resistori di polarizzazione R90 ed R91.

La frequenza libera di funzionamento, vale a dire senza l'effetto di bloccaggio, dipende dal valore di C91, e dal potenziometro R94, del tipo a dieci giri. Il collegamento interno di uscita dell'oscillatore a controllo di tensione, facente capo al terminale numero 4, ed il collegamento interno facente capo al piedino numero 5, vengono interrotti e portati all'esterno, fino al commutatore «lock/slip», che chiude il servo-circuito per il funzionamento bloccato, e lo apre per far slittare il sincronismo di immagine.

Nell'ultimo stadio al quale ci siamo

ELENCO DEI COMPONENTI

Circuito di figura 25

R72 = 1 kΩ
R73 = 5 kΩ
R74 = 33 kΩ
R75 = 5 kΩ
R76 = 10 kΩ
R77 = 10 kΩ
R78 = 10 kΩ
R79 = 330 kΩ
R80 = 10 kΩ
R81 = 1,5 kΩ
R82 = 10 kΩ
R83 = 10 kΩ
R84 = 15 kΩ
R85 = 470 kΩ
R86 = 10 kΩ
R87 = 1 kΩ
R88 = 10 kΩ
C75 = 50 nF
C76 = 50 nF
C77 = 1,8 pF
C78 = 1,8 pF
C79 = 1,8 pF
C80 = 470 pF
C81 = 50 nF
C82 = 50 nF
C85 = 1,8 pF
C86 = 1,8 pF
C87 = 1,8 pF
C88 = 470 pF
C89 = 50 nF
D14 = GEX 34
D15 = GEX 34
D16 = GEX 34
D17 = GEX 34
Tr15 = 2N2926
Tr16 = 2N2926
T2 = Trasformatore RS Components Ltd, universale per altoparlanti.
Rapporti di trasformazione come segue:
terminale 5 - 1,375 : 1
terminale 4 - 2,0 : 1
terminale 6 - 1,575 : 1
terminali 7 ed 8 - 0,475 : 1

Circuito di figura 26

R89 = 47 kΩ
R90 = 330 kΩ
R91 = 330 kΩ
R92 = 1 MΩ
R93 = 150 Ω
R94 = 5 kΩ
R95 = 150 Ω
R96 = 2,2 kΩ
R97 = 470 Ω
R98 = 1 kΩ
C90 = 1 nF
C91 = 32 nF
C92 = 150 μF/15 V
C93 = 100 nF
C94 = 150 μF/15 V
C95 = 47 pF
D18 = MR56
D19 = MR56
IC4 = NE565A
IC5 = SN7413N
IC6 = SN7492N
IC7 = SN7490N
IC8 = SN7490N
IC9 = SN7490N

Circuito di figura 27

R99 = 330 kΩ
R100 = 330 kΩ
R101 = 5 kΩ
R102 = 10 kΩ
R103 = 470 Ω
R104 = 1 kΩ
R105 = 1 kΩ
R106 = 1 kΩ
R107 = 1 kΩ
R108 = 510 kΩ
R109 = 510 kΩ
R110 = 500 Ω dieci giri
R111 = 15 kΩ
R112 = 100 kΩ
R112A = 100 Ω
R113 = 10 kΩ
C96 = 470 pF
C97 = 147 pF
C98 = 1,25 μF
C99 = 680 nF
C100 = 6,8 pF (mylar)
C83 = 10 nF
D20 = 1N4001
D21 = 1N4001
D22 = 1N4001
Tr17 = 2N2926
Tr18 = 2N726
Tr19 = 2N706
IC10 = SN7400N
IC11 = SN72741N

Circuito di figura 28

R114 = 100 kΩ
R115 = 1 kΩ
R116 = 4,7 kΩ
R117 = 100 kΩ
R118 = 1 kΩ
R119 = 4,7 kΩ
R120 = 100 kΩ
R121 = 2,2 kΩ
R122 = 5,6 kΩ
R123 = 100 kΩ
R124 = 10 kΩ
R125 = 3,3 kΩ
R126 = 220 kΩ
R127 = 100 Ω
R128 = 1 kΩ
R129 = 2,2 kΩ
R130 = 10 kΩ
R131 = 100 kΩ
R132 = 100 kΩ
R133 = 100 Ω
R134 = 1 kΩ
R135 = 1,7 kΩ
R136 = 1,8 kΩ
R137 = 1 kΩ
R138 = 100 kΩ
R139 = 470 kΩ
R140 = 10 kΩ
R141 = 250 kΩ
R142 = 5 kΩ
C101 = 100 nF
C102 = 10 nF
C103 = 220 nF
C104 = 1 μF
C105 = 0,68 μF
C106 = 150 nF
C107 = 680 nF
C108 = 320 nF
C109 = 10 μF/25 V
L22 = 500 mH
Tr20 = 2N2926
Tr21 = 2N2926
Tr22 = 2N2926
Tr23 = 2N2926
Tr24 = 2N2926
Tr25 = 2N2926
Tr26 = 2N2926
Tr27 = 2N2926
Tr28 = 2N2926

Circuito di figura 29

R143 = 470 Ω
R144 = 470 Ω
R145 = 1 kΩ
IC12 = SN7413N
IC13 = SN7400N
IC14 = SN7404N

Circuito di figura 30

R146 = 560
C110 = 10.000 μF/30 V
C111 = 10.000 μF/30 V
C112 = 400 μF/35 V
C113 = 400 μF/35 V
C114 = 10 nF
C115 = 10 nF
C116 = 10 μF/30 V
C117 = 400 μF/35 V
C118 = 10 nF
D23 = REL 65
D24 = REL 65
D25 = MR 51
Tr29 = 2N3054
IC15 = MVR-12 V
IC16 = MVR-12 V
T3 = trasformatore per rettificazione da 30 V

Circuito di figura 31

R147 = 33 kΩ
R148 = 33 kΩ

riferiti, il carico resistivo di R89 ed R92 è sufficiente per alterare a seconda delle esigenze la frequenza di funzionamento dell'oscillatore a controllo di tensione.

Il «trigger» di Schmitt

Come si è detto in precedenza, un dispositivo «gate» o un transistore con accoppiamento di emettitore può funzionare bene tanto quanto un «trigger» di Schmitt. Lo scopo di questo stadio consiste nel separare il circuito di uscita del dispositivo a fase bloccata, e nel consentire un effetto di «fan-out» per il generatore a rampa e per i divisori.

L'impiego di un circuito integrato di tipo digitale consente la disponibilità di un livello di uscita logico garantito e preciso, mentre la doppia struttura del «trigger» Schmitt «NAND» del «chip» usato permette l'ulteriore lavoro di sviluppo.

Il generatore di rampa «X»

Il generatore di rampa a gradini, costituito da Tr17, D20, C97 e C98, è una «pompa» standard a diodo transistore. L'aumento a gradino per ciascun impulso di ingresso di V_{in} è dato da:

$$V_o = \frac{V_{in}\ C97}{C97 + C98}$$

partendo dal presupposto che C98 non abbia alcun carico. Così come si trova, l'uscita disponibile ai capi di C98 è di impedenza di velocità molto alta, e - a meno che non venga sfruttata per pilotare un dispositivo ad alta impedenza, come ad esempio l'amplificatore di un oscilloscopio - deve essere opportunamente separata.

Sotto questo aspetto, un semplice stadio ad accoppiamento di sorgente realizzato con l'aiuto di un transistore ad effetto di campo risulta perfettamente adatto allo scopo.

Il «Flyback trigger»

La tensione presente ai capi del condensatore C98, facente parte del generatore di rampa, viene accoppiato tramite il diodo D21 alla coppia di transistori complementari Tr18 e Tr19.

In condizioni di riposo, vale a dire in assenza di segnali, l'anodo di D22 viene mantenuto al potenziale di +8,7 V, per cui D22 risulta polarizzato in senso diretto, mentre D21 risulta polarizzato in senso inverso, e ciò in quanto la rampa presente ai capi

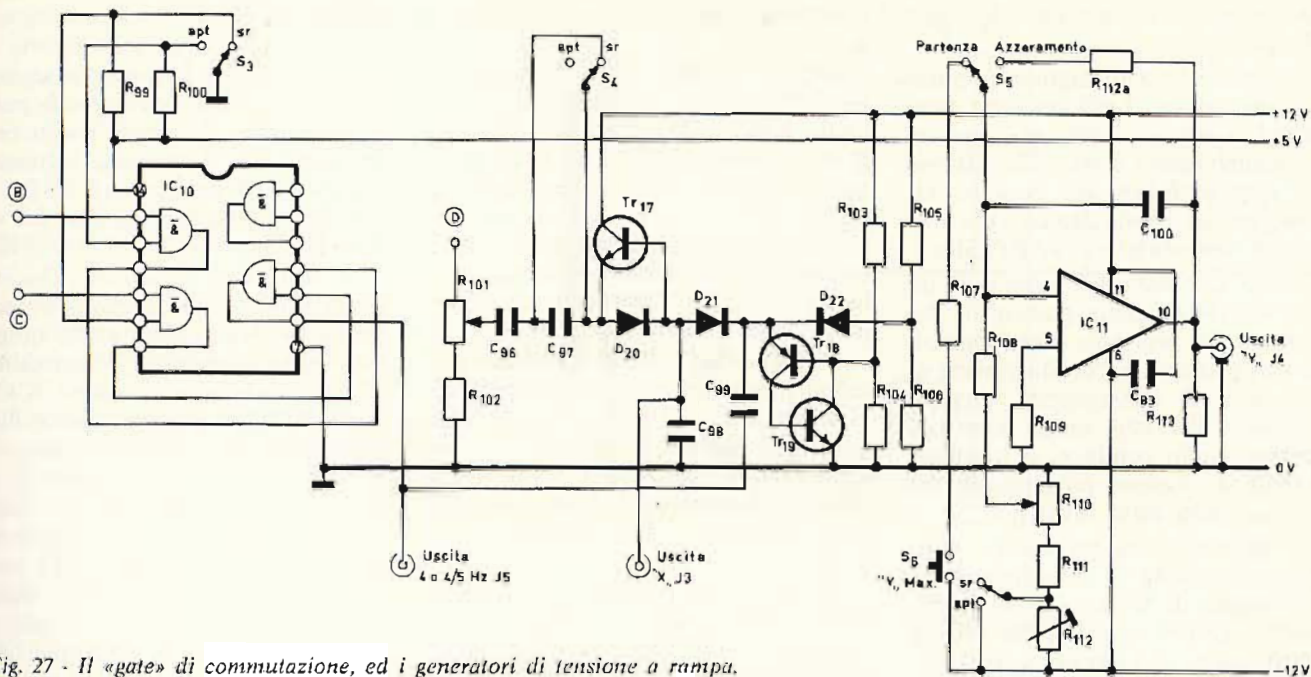



Fig. 27 - Il «gate» di commutazione, ed i generatori di tensione a rampa.

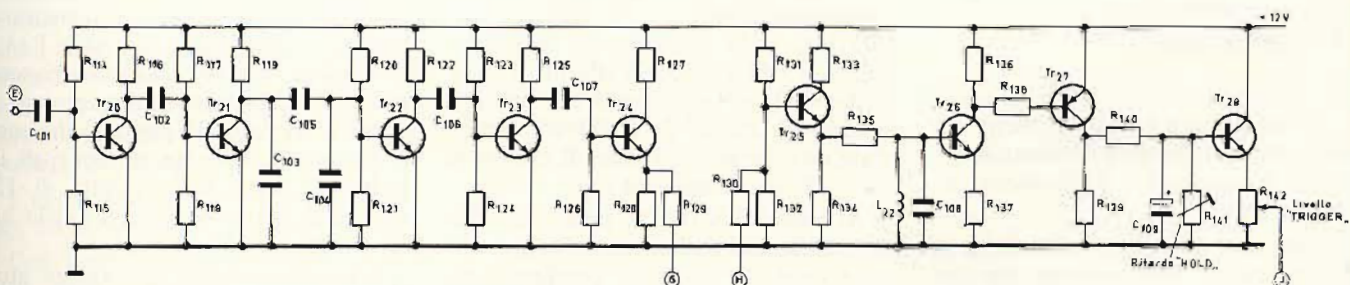



Fig. 28 - Schema delle sezioni dell'unità di riproduzione delle immagini comprendente i circuiti di inizio del sincronismo.

di C98 non raggiunge il valore di 8V.

Il diodo D21 è un esemplare al silicio, e non costituisce quindi un percorso di scarica apprezzabile rispetto a C98.

I transistori Tr18 e Tr19 sono interdetti, in quanto il potenziale di 8,2 V presente sulla base di Tr18 per effetto del divisore costituito da R103 e da R104 è insufficiente a polarizzare in senso diretto il diodo di Tr18 costituito dalla giunzione tra base ed emittente, con la conduzione diretta dovuta alla presenza in serie di D22.

Quando un impulso «trigger» di polarità positiva arriva al condensatore C99 provenendo dal circuito «flyback» del generatore «trigger», D22 passa in interdizione, D21 rimane in tale stato, Tr18 e Tr19 passano in conduzione, e D21 conduce in senso diretto.

In queste condizioni C98 si scarica rapidamente fino al livello di tensione che corrisponde alla somma dei potenziali di polarizzazione diretta di D21, Tr18 e Tr19. Non appena nessun'altra carica viene trasferita attraverso C99, il circuito riassume le condizioni originali.

Lo stadio divisore

Lo stadio divisore comprende quattro «chip» di conteggio a circuito integrato digitale del tipo «NAND», ossia, un divisore per 12, un contatore a decadi, un contatore identico collegato per la divisione per 5, che agisce anche da contatore.

Tutti i suddetti contatori presentano due «gate» di ingresso «NAND» per l'azzeramento, ed i contatori a decadi presentano anche un «gate» a due ingressi «NAND» per la regolazione decimale in codice binario.

La linea di azzeramento della divisione per 12 e la linea di azzeramento del contatore fino a 9 del tipo a decade vengono collegate all'uscita dello stadio di inizio del sincronismo. La linea viene normalmente tenuta al potenziale logico nullo, ed i contatori funzionano in modo convenzionale.

Il «gate» di commutazione «APT/SR»

Il circuito di commutazione «APT/SR» è illustrato separatamente alla **figura 31.** Vengono usati tre «gate» a due ingressi di tipo «NAND», A, B e C.

L'ingresso al contatore finale di divisione per 5 viene alimentato in parallelo rispetto al «gate» A. L'uscita del contatore di divisione per 5 vie-

ne invece collegata al «gate» B, e le uscite dei «gate» alimentano a loro volta il «gate» C.

Entrambi i secondi ingressi non utilizzati dei «gate» A e B vengono mantenuti al potenziale logico «l» mediante collegamento diretto attraverso R147 oppure R148, ma possono essere portati al livello logico «O» mediante il commutatore «APT/SR».

Se uno qualsiasi dei «gate» di ingresso «NAND» viene portato al potenziale nullo, non può aver luogo alcuna trasmissione, e l'uscita rimane al livello alto: di conseguenza, qualunque «gate» che non venga tenuto al potenziale nullo conduce, e trasmette il segnale di ingresso ad onde quadre all'uscita, nello stato invertito.

Dal momento che un «gate» viene sempre mantenuto in interdizione col livello logico di uscita «l», il «gate» C scatta sempre con l'uscita dovuta all'altro «gate» di ingresso, e ne inverte la polarità; ripristinando la polarità del segnale rispetto a quella che sussiste all'ingresso del circuito.

Il circuito di inizio del sincronismo

Lo schema a blocchi di questa sezione è illustrata alla **figura 32,** mentre le relative forme d'onda di funzionamento sono rappresentate graficamente alla **figura 33.**

Riferendoci ora al circuito di figura 28, l'ingresso viene prelevato dal trasformatore di entrata tramite un potenziamento, R73, e tramite anche il condensatore C101.

Il transistore Tr20 costituisce un rilevatore-amplificatore saturato ad alto guadagno. Il filtro a «pi greco» allestito con i componenti C103, C104 e C105 elimina la maggior parte della sottoportante alla frequenza di 2,4 kHz, e l'ulteriore amplificazione dovuta a Tr22 ed a Tr23 limita l'ampiezza del segnale rivelato alle sole rapide transizioni tra i livelli alto e basso.

Questo segnale viene separato mediante Tr24, per essere convertito in livelli logici precisi da parte del «trigger» di Schmitt IC12A. L'uscita di questa sezione viene collegata in parallelo all'invertitore IC14A, uno dei sei invertitori presenti su di un «chip» ed anche ad un filtro funzionante sulla frequenza di 300 Hz, di cui fanno parte Tr25 e Tr26.

I componenti L22 e C108 costituiscono infatti un circuito risonante alla frequenza di 300 Hz, con un fattore «Q» di valore ridotto a causa dell'effetto in parallelo di R134, R135 ed R137 attraverso il diodo costituito dalla giunzione base emettitore di Tr26.

Il circuito di collettore di quest'ultimo stadio pilota l'amplificatore a transistore Tr27 del tipo «p-n-p» ad alto guadagno, che — a sua volta — eroga un segnale prelevato tramite C109.

Quando il potenziale presente sulla base di Tr26 aumenta a causa della presenza del segnale alla frequenza di 300 Hz, Tr26 spesso passa in conduzione, il che provoca l'effetto di commutazione in Tr27, tramite il quale si verifica la carica di C109 col potenziale dovuto alla corrente di collettore di Tr27, attraverso R139.

Ai capi di C109 il potenziale aumenta con un andamento che dipende dalla capacità di questo condensatore, e dal valore dei componenti in parallelo R139, R140, R141 ed R142, nonché dalla durata dei «burst» alla frequenza di 300 Hz. Di conseguenza, l'effetto di questi segnali viene immagazzinato da C109.

Lo stadio Tr28 funziona come circuito ad accoppiamento di emettitore, che segue fedelmente gli aumenti di carica di C109, e — a seconda del valore del potenziometro R142 — controlla il funzionamento del «trigger» IC12B, vale a dire della seconda metà di un doppio circuito integrato.

Questa unità fornisce un segnale di uscita che viene invertito di polarità da IC14B, ed il segnale risultante viene applicato al secondo ingresso del «gate» IC13 del tipo «NAND», unitamente all'uscita invertita del «trigger» IC12A.

A causa del fatto che l'uscita di quest'ultima unità integrata è normalmente di livello alto, e che quindi il suo segnale invertito è normalmente allo stato «basso», il «gate» IC13 del tipo «NAND» è normalmente disattivato. Quando l'ingresso dovuto ad IC12B tramite IC14B assume il livello alto dopo un «burst» alla frequenza di 300 Hz, si produce una finestra ogni volta che il «gate» IC13 può rispondere al proprio segnale di ingresso proveniente del «trigger» IC12A, che porta l'informazione costituita dal segnale rivelato.

Per la durata del periodo di tempo durante il quale questa finestra si produce, la cui lunghezza dipende dalla lunghezza del «burst», dal valore della capacità di immagazzinamento in parallelo alla quale si trova R14, e dal valore di R142, il «gate» risponde all'informazione costituita appunto dal segnale rivelato. Il periodo che segue il «burst» a 300 Hz contiene gli impulsi del nero della durata di 12,5 ms, ed il «gate» assume il livello basso durante questi periodi.

L'uscita invertita del «gate» attraverso l'invertitore IC14C assume quindi il potenziale alto. Questa uscita viene collegata alla linea di azzeramento del contatore costituito dalla catena di divisori, e spinge quindi l'azzeramento durante i periodi del nero, nell'ambito della finestra di immagazzinamento a 300 Hz.

In pratica, all'inizio del periodo che costituisce la finestra, il segnale a 300 Hz continua ad essere presente, in

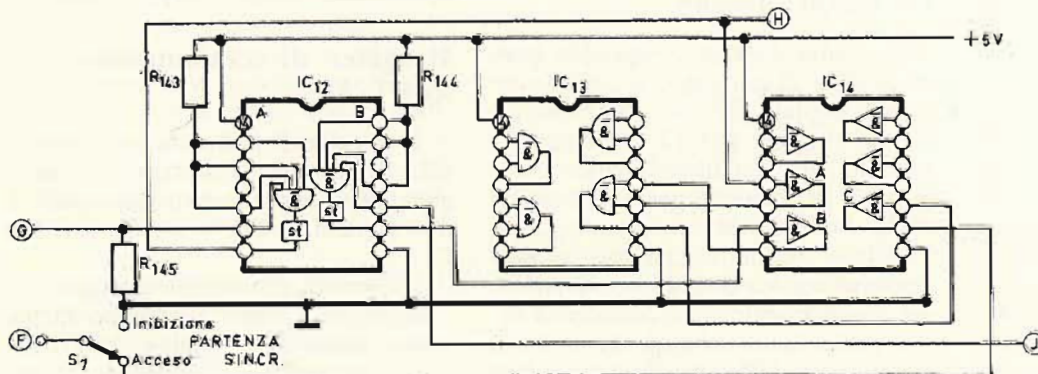



Fig. 29 - Un'altra sezione dell'unità elettronica di riproduzione delle immagini è quella qui illustrata, che completa i circuiti di partenza dei sincronismi.

quanto la sua durata è di 3 s, e la linea di azzeramento risulta attivata per diversi cicli di questo segnale. Tuttavia, almeno per quanto riguarda la riproduzione dell'immagine, il contatore reagisce soltanto all'ultimo azzeramento forzato.

Il generatore di rampa «Y»

La rampa verticale viene prodotta da un integratore costituito da un amplificatore operazionale convenzionale, IC11. Il condensatore per la reazione di integrazione C100 si trova in parallelo ad un resistore di valore basso, R112A, durante l'azzeramento, tramite il commutatore S5.

Il potenziale dell'integrato viene derivato dalla linea negativa tramite i partitori costituiti da R110 ed R111 per segnali APT, e da R110, R111 ed R112 per segnali SR, con selezione mediante commutazione.

Entrambi gli ingressi sono polarizzati dai resistori R108 ed R109: il commutatore S6 viene aperto per consentire l'integrazione lineare dal potenziale sul cursore di R110, con l'aggiunta di un potenziale negativo facoltativo che viene applicato all'ingresso invertente tramite S6, per predisporre al valore massimo la tensione a rampa prodotta dall'integratore.

L'uscita verticale viene prelevata ai capi del carico R113, rispetto a massa.

Così come è stato realizzato, il circuito viene controllato a mano. L'aggiunta eventuale di un controllo «gate», usufruendo del circuito di inizio del sincronismo, può essere effettuata in modo relativamente semplice, per automatizzare il ciclo di partenza/azzeramento.

La sezione di alimentazione stabilizzata

L'amplificatore stabilizzato principale impiega stabilizzatori a circuito integrato.

Praticamente, vengono usati due alimentatori, che si combinano in modo da ottenere una tensione di uscita di ± 12 V, con una corrente di 0,5 A. La linea viene collegata ad un semplice transistore in serie che agisce da stabilizzatore, e comprende il transistore di potenza «n-p-n» Tr29, il cui potenziale di base viene stabilizzato tramite R146 ed il diodo zener D25, con l'aggiunta del disaccoppiamento dovuto alla presenza di C116.

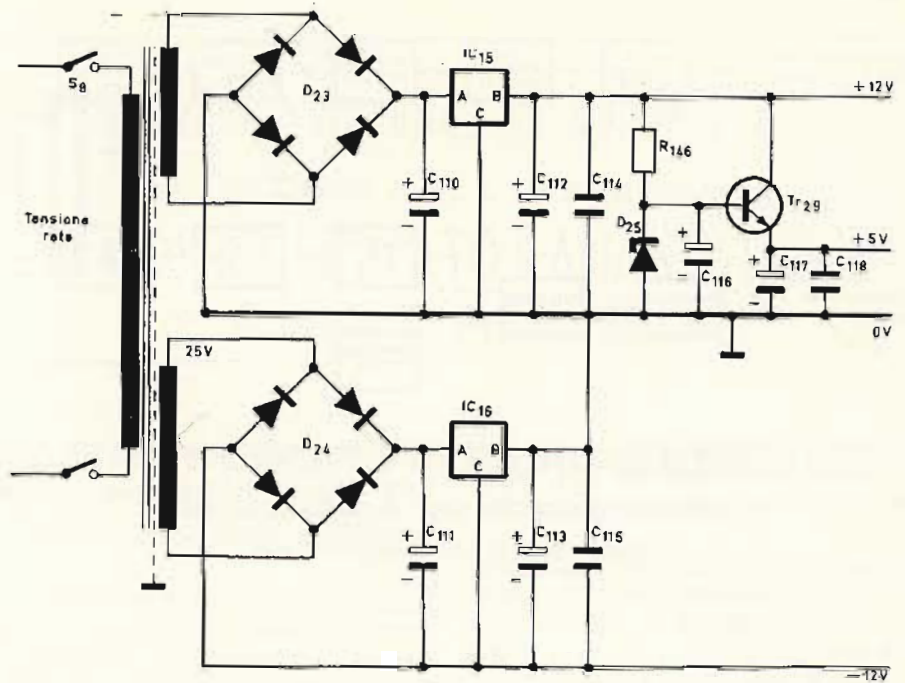



Fig. 30 - Questa è la sezione di alimentazione dell'unità di riproduzione delle immagini: sono previsti due diversi circuiti, praticamente identici tra loro, uno dei quali fornisce una tensione stabilizzata di + 12 V rispetto a massa, mentre l'altro fornisce una tensione di —12 V, sempre rispetto a massa.

Il sistema di riproduzione

Il metodo più ovvio per riprodurre i segnali elaborati dai circuiti precedentemente descritti consiste nell'impiego di un oscilloscopio.

Sotto questo aspetto, le esigenze fondamentali sono le seguenti:

— Possibilità di modulazione dell'asse «Z»

— Ingresso per l'asse «X» con un amplificatore molto stabile, ad accoppiamento diretto

— Amplificatore dell'asse «Y» ad accoppiamento diretto e molto stabile

— Minime dimensioni del punto luminoso

— Breve persistenza dell'immagine luminosa sul fosforo agli effetti della fotografia oppure

— Lunga persistenza per osservazione diretta

— Alimentatore esente da rumore di fondo

— Possibilità di eliminare la soppressione della ritraccia.

Naturalmente, l'immagine riprodotta deve essere dimensionalmente regolata rispetto ai limiti di portata «X», «Y» e «Z». La rampa «X» (orizzontale) è continuamente disponibile, così come lo sono i limiti della rampa «Y».

Sull'oscilloscopio, l'asse «Z» è molto difficile da regolare, a causa dell'influenza generalmente grossolana dei comandi di luminosità nella maggior parte degli strumenti di questo tipo: per regolare questo livello è utile sfruttare il segnale di inter-immagine di massima luminosità, sebbene

a	b	c
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

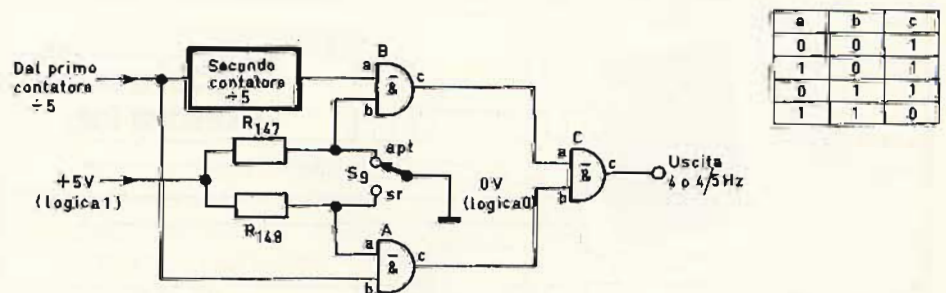



Fig. 31 - Rappresentazione schematica della sezione logica di commutazione APT/SR, e della relativa tabella della verità, riferita al «gate» del tipo «NAND».

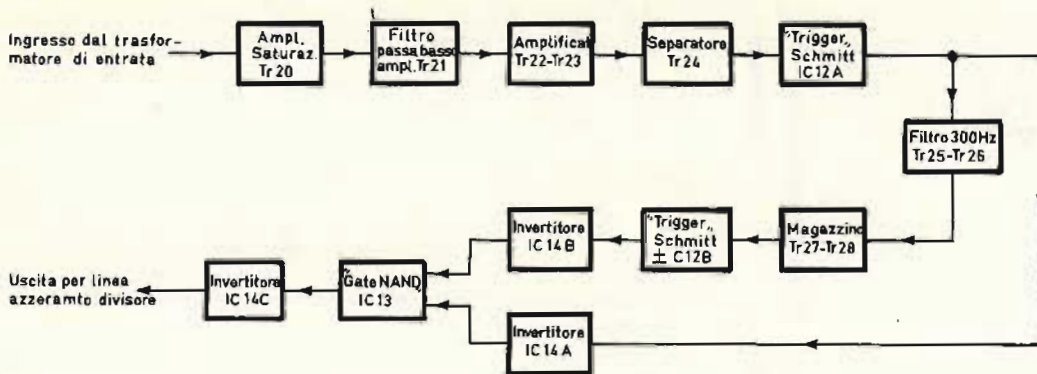



Fig. 32 - Schema a blocchi della sezione attraverso la quale viene stabilito il punto di partenza degli impulsi di sincronismo.

la gamma dinamica globale, così come viene determinata da R75, possa essere definita soltanto sperimentalmente.

Una volta effettuata la regolazione, il nastro può scorrere finché si ode il suono alla frequenza di 300 Hz proveniente dal monitore, in caso di ricezione di segnali APT.

L'otturatore della macchina fotografica applicata all'oscilloscopio, se viene usata, può quindi essere aperto, dopo di che si può agire su S5 per iniziare il periodo di ripresa.

Dopo il periodo di immagine, non appena si ode il suono presente tra un'immagine e quella successiva, l'otturatore viene chiuso, e si agisce su S5 per azzerare.

Nel caso invece che si ricevano immagini SR, come si è precisato precedentemente, occorre osservare l'immagine, oppure provvedere alla riproduzione di un'immagine supplementare, allo scopo di consentire eventualmente la regolazione manuale della messa in fase con l'aiuto del commutatore di bloccaggio/slittamento, S1, 2.

Il modo più semplice per regolare l'indice corretto di cooperazione per immagini SR consiste nel contare i «denti» telemetrici che si verificano ogni 25 righe, e nell'applicare la relazione empirica che segue:

$$\frac{\text{Larg. effettiva dell'immagine (in cm)}}{\text{«Denti» di telemetria per cm}} = 2{,}6$$

Infine, possono essere utili due punti pratici, quando si fa uso di un oscilloscopio per riprodurre l'immagine, perché è molto probabile che l'amplificatore dell'asse «X» sia troppo poco sensibile per la rampa «X» prodotta.

Una delle soluzioni consiste nel trasportare le uscite degli assi «X» ed «Y» rispetto all'unità elettronica di riproduzione, in quanto molti oscilloscopi presentano una sensibilità di ingresso verticale maggiore di quella orizzontale, e l'uscita verticale dell'unità di riproduzione fornisce una rampa variabile tra zero e +11 V.

In secondo luogo, se l'oscilloscopio è munito di un circuito «trigger» stabile e preciso, la tensione a rampa derivata a gradini può essere trascurata, usando in sostituzione la base dei tempi interna dello strumento per produrre appunto la rampa «X».

In questo caso, l'uscita a 4 o 4/5 Hz viene accoppiata all'ingresso del «trigger» esterno dell'oscilloscopio, dopo di che si regola la velocità di esplorazione della base tempi in modo corrispondente.

APPENDICE

Per concludere l'argomento, è bene aggiungere alcuni dati che possono essere di valido aiuto a chi intende realizzare l'impianto descritto.

Gamma di cattura e di bloccaggio per il circuito a fase bloccata Signetics NE565

Se i componenti esterni che determinano il valore della frequenza nello schema di figura 20 (vedi seconda parte) in corrispondenza dei terminali 8 e 9 sono R53 e C67, la frequenza per funzionamento libero risulta pari a:

$$f_o \approx 1{,}2/4\ R53\ C67$$

Quando il circuito a fase bloccata funziona nel modo di limitazione (quando cioè V_m è molto maggiore di 200 mV da picco a picco), la gamma di bloccaggio può essere calcolata mediante l'espressione che segue:

$$2\ \omega_L = 2K_o\ K_d A \Theta_d$$

nella quale K_o è il guadagno di conversione dell'oscillatore a controllo di tensione, K_d è il guadagno del circuito a fase bloccata, A rappresenta il guadagno dell'amplificatore, e Θ_d rappre-

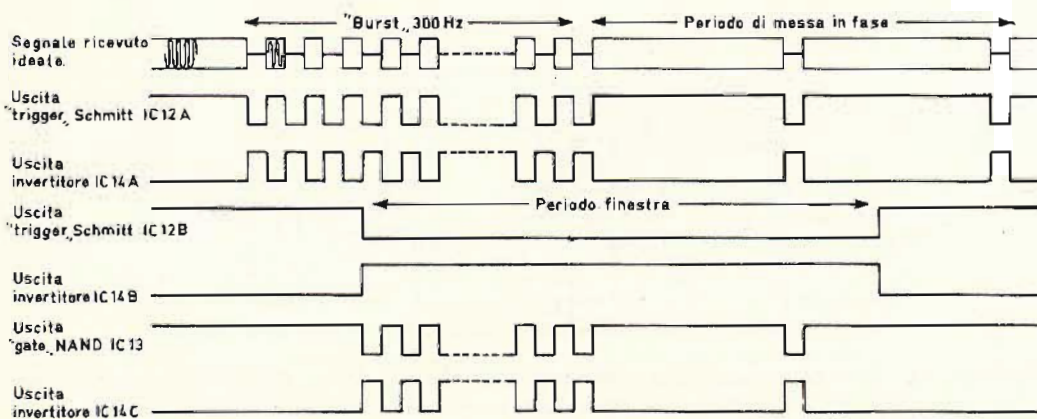



Fig. 33 - Successione delle forme d'onda dei segnali che costituiscono appunto l'inizio degli impulsi di sincronismo.

senta l'errore massimo di fase per il circuito di bloccaggio.

Per un'unità integrata NE565, i valori tipici sono:

$$K_o = 50\, f_o : V_{cc}$$

nella quale V_{cc} rappresenta la tensione di alimentazione totale applicata al circuito, e K_d = 1,4 : 3,14 V/radianti.

Inoltre, A = 1,4 e Q_d 3,14/2 radianti. Di conseguenza,

$$f_L \approx \omega_L/6{,}28 \approx 8\, f_o/V_{cc} \text{ Hz}$$

da entrambi i lati della frequenza centrale, oppure con una gamma totale pari a

$$2f_L \approx 16 f_o/V_{cc} \text{ Hz}$$

La gamma di cattura può essere invece calcolata con buona approssimazione come segue:

$$2\omega_c \approx 2 \sqrt{\frac{\omega_L}{\tau}}$$

nella quale ω_L è la gamma di bloccaggio da un lato, ossia

$$\omega_L = 6{,}28\, f_L \text{ ed } \omega_C = 6{,}28\, f_C.$$

mentre «τ» rappresenta la costante di tempo del filtro inserito nel circuito.

Oltre a ciò, è bene precisare che τ = RC (C è il condensatore esterno di filtraggio collegato al terminale numero 7), con R = 3,6 kΩ (internamente al «chip»).

E' quindi possibile riscrivere l'espressione di cui sopra, nel modo seguente

$$f_c \approx \pm \frac{1}{6{,}28} \sqrt{\frac{6{,}28\, f_L}{\tau}}$$

$$= \pm \left[\frac{1}{6{,}28} \sqrt{\frac{16\, \pi\, f_o}{\tau\, V_{cc}}} \right]$$

Hz da entrambi i lati della frequenza centrale o della gamma globale di cattura di:

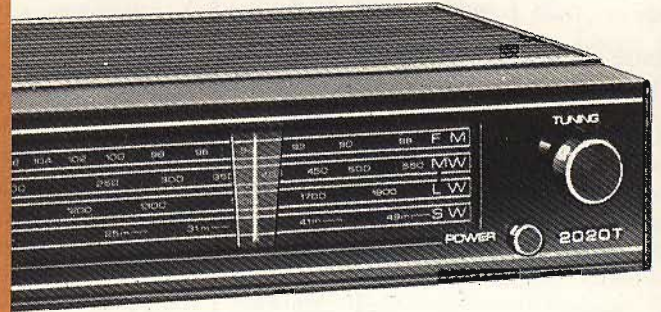
$$f_c \approx \left[\frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{16\, \pi\, f_o}{\tau\, V_{cc}}} \right]$$

Questa approssimazione risulta abbastanza idonea entro portate di cattura piuttosto strette, quando f_C è minore del rapporto $f_L/3$, ma diventa eccessiva se il valore di f_C tende ad uguagliare quelo di f_L.

BRITISH MADE

Fidelity Radio Limited

Amplificatore stereo Fidelity
modello 2020-A
Potenza d'uscita continua: 2x20W su 8Ω
Distorsione armonica: 0,1% a 20W
Risposta di frequenza: 30÷16.000 Hz ±1 dB
Rapporto S/D: 70 dB
Controllo volume, bilanciamento dei toni bassi ±17 dB, dei toni alti ±15 dB
Filtro degli acuti: −3 dB a 6 kHz 12 dB/ottava
Filtro dei bassi: −3 dB a 100 Hz 10 dB/ottava
Filtro fisiologico: ±16 dB
Ingressi: giradischi magnetico 3 mV-50 kΩ
giradischi ceramico 70 mV-50 kΩ
registratore P/B, ausiliario, sintonizzatore: 250 mV-25 kΩ
Uscita: 2 diffusori 8Ω, cuffia 8Ω
Presa a norme DIN per decodificatore quadrifonico
Alimentazione: 110-220 V c.a.
Dimensioni: 455x210x70
Codice: ZA/0834-00

L. 103.000

Sintonizzatore stereo Fidelity
Modello 2020-T
Gamme d'onda: OM 530÷1620 kHz
OL 150÷268 kHz
OC 5,9÷16 MHz
FM 87,5÷108 MHz
Sensibilità: OM 400 μV
OL 1 mV
OC 5 μV
FM 5 μV
Controllo automatico di frequenza
Uscita: 250 mV - 3 kΩ
Tasto "Mute" per la soppressione dei disturbi in FM
Alimentazione: 110-220 V c.a.
Dimensioni: 455x230x75
Codice: ZA/0847-00

L. 111.000

TUTTI I PRODOTTI FIDELITY SONO DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA GBC

INTRODUZIONE ALL'ALTA FEDELTÀ

seconda parte - di Adriano ORTILE

IMPEDENZE D'INGRESSO, D'USCITA E DI CARICO

Qualsiasi circuito elettrico presenta una certa «resistenza» al passaggio della corrente; questa «resistenza» è chiamata impedenza.

Più l'impedenza di un circuito è bassa e più è alta la corrente che vi può circolare a parità di «differenza di potenziale» elettrico.

Un amplificatore, a questo scopo, può essere immaginato come una scatola con da un lato uno o più ingressi, e dall'altro una o più uscite (V. fig. 8).

La resistenza alla corrente elettrica che un amplificatore presenta ai suoi ingressi definisce la sua «impedenza d'ingresso» (ovvero l'impedenza dei suoi ingressi); la resistenza elettrica che esso presenta ai suoi morsetti d'uscita definisce la sua impedenza d'uscita.

L'impedenza d'ingresso è sempre abbastanza alta: infatti, giradischi, registratori, microfoni ecc. sono sorgenti di segnale a debolissima potenza, e non sarebbero in grado di fornire quelle correnti relativamente elevate richieste da un carico a bassa impedenza; viceversa, un carico ad alta impedenza (ovvero l'amplificatore, che costituisce il carico di tutte le sorgenti di segnale) permette il passaggio di sole debolissime correnti.

Per quanto riguarda il collegamento di sintonizzatori radio, registratori, sintonizzatori per filodiffusione o qualsiasi altra fonte di pari livello, l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore non è critica quando è al di sopra di un determinato valore.

In pratica, nessun amplificatore commerciale presenta impedenze d'ingresso preoccupanti, le quali mediamente sono scelte su valori intorno ai 100 kΩ.

Diversamente, giradischi (fonorivelatori) e microfoni non sono così indifferenti di fronte alle impedenze di carico. Per essi riveste una certa importanza ciò che è chiamato «adattamento». Il fonorivelatore di un giradischi (e per esso ci riferiamo ad un fonorivelatore di tipo magnetico) non pone come unica condizione quella di non essere sovraccaricato da una chiusura su un'impedenza eccessivamente bassa, bensì quella di essere «esattamente» caricato: variazioni di carico influenzano infatti la sua «linearità» al variare della frequenza. Il valore di carico standardizzato per i fonorivelatori magnetici è di 47 kΩ (50 kΩ), e nessun fonorivelatore mostra variazioni sulle sue prestazioni fino a carichi di 60 kΩ. Con carichi di impedenza superiore (p. es. 100 kΩ) molti denotano cambiamenti sulla risposta in frequenza (in genere un'accentuazione delle note acute), senza voler affermare che questa condizione sia da considerare anomala. Anzi, diversi amplificatori offrono la possibilità di variare l'impedenza sull'ingresso «giradischi», proprio per poter «variare» e «adattare» il timbro del fonorivelatore a misura dei propri gusti.

Per i microfoni il problema è analogo, seppur molto più critico. Esistono globalmente, da questo punto di vista, due classi di microfoni: quella di microfoni ad alta impedenza e quella di microfoni a bassa impedenza, per ognuna delle quali il fabbricante stabilisce l'impedenza di carico ottimale. In ogni caso, «traslatori d'impedenza» reperibili in commercio appianano qualsiasi problema.

Visto dal lato «uscita» (dell'amplificatore) il problema impedenza cambia aspetto. Premettiamo subito che molto spesso sulla stampa specializzata si indica come impedenza d'uscita di un amplificatore la sua impedenza di carico (di cui diremo poco più oltre), così da trovare espressioni tipo: «Impedenza d'uscita: da 4 a 16 Ω».

L'impedenza di uscita di un amplificatore è sempre molto bassa, sotto il valore di 0,5 Ω. Impedenze d'uscita «alte» (dove per «alte» s'intendono valori di pochi Ω i già menzionati «da 4 a 16 Ω, p. es.) limitano inutilmente la potenza erogabile.

L'impedenza ideale su un'uscita di potenza ha valore «zero»; in pratica, le impedenze d'uscita reali non destano alcuna preoccupazione.

Più spesso si preferisce indicare l'impedenza d'uscita di un amplificatore come «fattore di smorzamento», tanto per introdurre un parametro in più sulla già grande panoramica delle caratteristiche inutili: il fattore di smorzamento, termine adimensionale, esprime il rapporto numerico puro fra «l'impedenza di carico» e quella d'uscita già menzionata.

Fig. 8 - L'amplificatore.

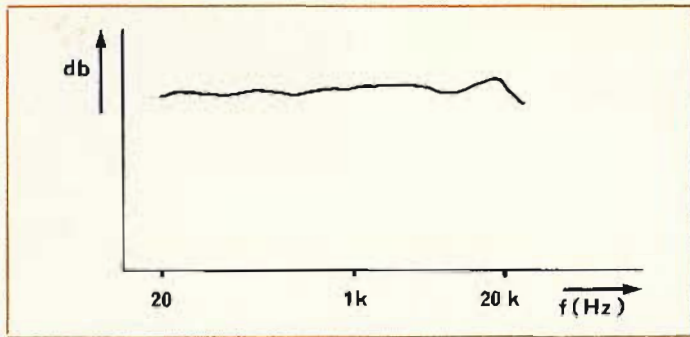



Fig. 9 - Risposta di un fonorivelatore.

A questo punto è lecito chiarire cosa sia l'impedenza di carico. Abbiamo già visto come «l'energia» di un amplificatore venga inviata ai diffusori affinché la trasformino in onde sonore.

I diffusori presentano una loro «impedenza» nei confronti di questa energia, e tale impedenza rappresenta ciò che è detto il carico dell'amplificatore, o «impedenza di carico». Comunemente, gli amplificatori sono progettati per funzionare senza preoccupazioni con carichi di valore ohmico da 4 in su, variando con l'impedenza di carico la potenza erogabile ma non l'affidabilità né la qualità.

Esprimere quindi il fattore di smorzamento di un amplificatore significa fornire un numero che è variabile con l'impedenza dei diffusori. P. es., per un amplificatore del quale sia stata accertata l'impedenza di uscita in 0,2 Ω, il fattore di smorzamento vale «20» se l'impedenza dei diffusori è di 4 Ω (infatti 4/0,2 = 20), ma diventa 40 se l'impedenza dei diffusori è 8 Ω (8/0,2 = 40, e 80 se l'impedenza dei diffusori è 16 Ω (16/0,2 = 80): e ciò sempre per indicare che l'impedenza d'uscita dello stesso amplificatore è di 0,2 Ω.

Al fattore di smorzamento sono state attribuite leggendarie facoltà, e la caccia a valori «alti» piuttosto che «bassi», o viceversa, veniva legata all'efficienza» o al «timbro» dei diffusori, o all'assorbimento del locale, ecc. Naturalmente, nessuno è mai riuscito a notare la benché minima differenza acustica variando il «fattore di smorzamento» del proprio amplificatore, mentre è di moda attribuire ogni differenza udibile fra un amplificatore ed un altro ai differenti fattori di smorzamento. Ma vale finché dura la moda...

Tutto il discorso, naturalmente, è riferito all'uscita di potenza vera e propria dell'amplificatore, cioè a quell'uscita cui vanno collegati i diffusori acustici. La uscita per cuffia, infatti, pur essendo circuitalmente la stessa uscita per i diffusori, è attenuata mediante partitori di tensione passivi (resistenze), data la debole potenza richiesta (non più di mezzo watt).

Il fattore di smorzamento su tale uscita (forse sfugge ai patiti!) assume valori inferiori all'unità.

SENSIBILITA'

La sensibilità di un amplificatore esprime il livello del segnale necessario per ottenere come uscita il valore nominale di potenza. La sensibilità di una «periferica» (radio, giradischi, ecc.) esprime il livello del segnale fornibile per determinate condizioni di stimolo (modulazione del segnale FM per la radio; modulazione del solco per un fonorivelatore).

La sensibilità dell'amplificatore e la sensibilità delle periferiche devono giacere in zone di lavoro fra loro compatibili.

Se per periferiche ad alto livello (o «preamplificate») generalmente non sorgono problemi di compatibilità, le fonti a basso livello creano a volte qualche difficoltà. Sostanzialmente, poiché registratori «non preamplificati» praticamente non esistono più, e per i microfoni già abbiamo detto che le notevoli disparità fra differenti modelli obbligano ad attenersi scrupolosamente ai dati forniti dal fabbricante, delle fonti a basso livello non restano che i fonorivelatori, per essi intendono quelli di tipo magnetico.

La loro sensibilità è espressa:

a) in mV per 1 cm/sec
b) in mV per 3,54 cm/sec
c) in mV per 5 cm/sec

da cui si riconosce immediatamente che il segnale prodotto dipende dalla «velocità» di modulazione dei solchi fonografici.

Essendo ad essa proporzionale, è facile ricondurre il segnale al valore «per 1 cm/sec»: 1 mV/cm/sec corrisponde infatti a 3,54 mV per 3,54 cm/sec e a 5 mV per 5 cm/sec.

La tabella seguente dà una generica panoramica di definizione delle sensibilità dei fonorivelatori.

Sensibilità	Velocità di incisione		
	1 cm/sec	3.54 cm/sec	5 cm/sec
bassa	0.6÷0.8 mV	2÷2.8 mV	3÷4 mV
media	1÷1.2 mV	3.5÷4.2 mV	5÷6 mV
alta	1.5÷2 mV	5.3÷7 mV	7.5÷10 mV

L'abbinamento di un fonorivelatore a bassa uscita con un amplificatore a scarsa sensibilità non è dei più felici, e si rischia di dover utilizzare sempre l'apparecchio con la manopola del volume al massimo, condizione peggiore anche dal punto di vista rumore. Il viceversa, ovvero amplificatore molto sensibile abbinato a fonorivelatori ad alta uscita, dà luogo all'inconveniente opposto: cioè a dover utilizzare solo i primi millimetri di corsa della manopola del volume, con difficoltà di regolazione: ma il male peggiore è che si rischia di «saturare» gli stadi d'ingresso dell'amplificatore con i segnali troppo elevati del fonorivelatore, avendone come conseguenza una elevata distorsione indipendentemente dal livello di potenza utilizzato (cioè si manifesta anche a volumi bassissimi).

Sotto questo profilo, è bene assicurarsi che il massimo livello accettato in ingresso dall'amplificatore non sia inferiore al segnale prodotto dal fonorivelatore per una velocità di 30 cm/sec.

Sensibilità di ingresso medie possono considerarsi quelle comprese fra 2 e 3 mV, per le quali non dovrebbero esistere problemi di abbinamento (fatte salve le condizioni di «saturazione», da verificare se si intendono usare fonorivelatori ad alta resa). Sensibilità intorno al millivolt sono da considerarsi molto alte e da impiegarsi esclusivamente con fonorivelatori a resa bassa o medio-bassa. Sensibilità peggiori di 3.5 mV sono in ogni caso sconsigliabili dato l'obbligo di abbinamento a fonorivelatori ad alta resa.

Il tutto è naturalmente riferito ad ingressi a «sensibilità fissa». Alcuni amplificatori dispongono di trimmers di regolazione della sensibilità, la quale può così spaziare un campo sufficientemente vasto da essere ottimizzata per qualunque fonorivelatore. L'unico nemico, in questi casi, può essere rappresentato da un peggioramento del rumore di fondo.

LE CARATTERISTICHE TECNICHE

Nella marea di modelli che il mercato offre, la «qualità» di un pezzo si misura essenzialmente, a torto o a ragione, sulla base delle caratteristiche tecniche, dichiarate o sperimentate.

A volte anche solo dichiarate. Quando ci si fida...

Non di rado le specifiche dichiarate rappresentano un sunto troppo esiguo perché se ne possano fare considerazioni coerenti, e troppo «ottimistico» perché se ne possa far conto onestamente. E questo può giustificare una logica propagandistica, tendente a nascondere la parte mal riuscita della medaglia e a «lustrare» la faccia più presentabile: in realtà, non ci tocca minimamente che un amplificatore spinga la sua perfetta linearità fino a 100 KHz, né che i suoi tassi di distorsione risultino di valori con parecchi zeri prima della prima cifra significativa, ma è fatale che esempi di tale perfezione tecnica «rapiscano» l'attenzione dell'appassionato. E' altrettanto fatale che, fissati dei parametri di verifica a garanzia della qualità, i maggiori sforzi delle aziende produttrici (tanto più quanto più quotate) siano stati a tutt'oggi impegnati a migliorare le proprie prestazioni nei confronti di questi «parametri qualitativi».

Ma in quale misura questi «parametri qualitativi» sono garantiti dalla qualità? E sono i soli, veri garantiti?

Su questi punti il discorso da iniziarsi è molto lungo, e una breve chiacchierata non ha probabilmente alcun potere su convinzioni sorrette egregiamente da aspetti tecnici apparentemente ineccepibili. Chi si lascerà mai convincere che una perfetta riproduzione di un'onda quadra non è indice di qualità, e che un amplificatore che «arrotonda» le onde quadre fino a farle sembrare delle sinusoidi può anche essere il migliore sul mercato?

E' per questo che sull'argomento non mancheremo in seguito di approfondire convenientemente: i brevi spunti che seguono, speriamo abbiano almeno la capacità di stimolare qualche dubbio su ciò che costituisce l'attuale bagaglio di convinzioni.

RISPOSTA IN FREQUENZA

Le figg. 9, 10 e 11 mostrano esempi di risposta in frequenza rispettivamente di un fonorivelatore, un diffusore acustico, un amplificatore.

Come si nota facilmente, le differenze fra ognuno dei tre comportamenti sono enormi.

Il grafico relativo alla risposta in frequenza dell'amplificatore (Fig. 10) è una retta perfetta (condizioni di linearità); e quand'anche si modificasse con l'intervento dei regolatori di tono (curve «a» o «b») l'andamento è sempre dolce e regolare, ad evidenziare quasi la «perfezione» dell'elettronica.

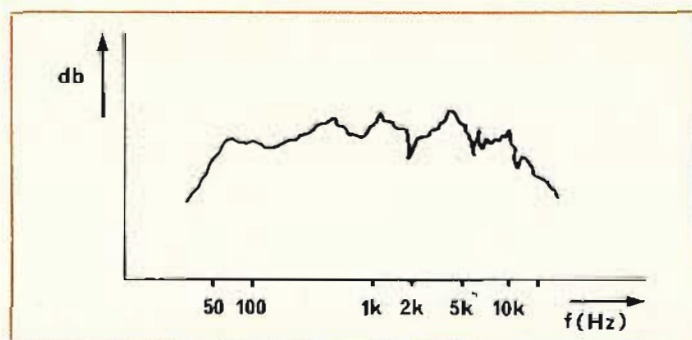



Fig. 10 - Risposta di un diffusore.

Poi, uno sguardo alle figg. 9 (risposta in frequenza di un fonorivelatore) e 10 (risposta in frequenza di un diffusore acustico) prepara l'incontro (o lo scontro?) deludente con tanta perfezione. Su fonorivelatori e, soprattutto, su diffusori, l'ottenimento di una risposta in frequenza «regolare» è una reale difficoltà tecnica a tutt'oggi non superata.

Tutto sommato, la risposta dei fonorivelatori è estesa tanto sui bassi quanto sugli acuti, per cui sotto l'aspetto «estensione della banda» non sussistono grandi problemi di scelta: l'attenzione critica è soprattutto rivolta a «tortuosità» o rapide salite che a volte sono presenti nella zona delle frequenze acute, laddove il sistema di rivelazione pone i suoi problemi di risonanza.

La banda dei diffusori acustici è molto più problematica: problemi di risonanze o generiche interferenze acustiche non sempre vengono degnamente risolti, per cui la presenza di «buchi» e picchi di notevole entità disturbano sovente la già tormentata «curva di risposta» (V. fig. 12). Ed inoltre, sono pochi i diffusori che vantano riproduzioni dei «bassi» sotto i 50 Hz ad un livello non troppo discosto dal resto della banda.

In definitiva, la banda di un diffusore è genericamente più limitata di quella di un fonorivelatore. Per esso, quindi, oltre alle attenzioni da porre alla regolarità della risposta, è importante l'estensione della banda utile: e per essa, si badi bene, non intendiamo scendere sotto i 30 Hz, né salire oltre i 15 KHz.

Dulcis in fundo, la risposta dell'amplificatore: nessun problema. Non capiamo perché un calo di pochi dB a 20 Hz o a 18 KHz debbano «squalificare» un amplificatore, né perché siano da ricercare amplificatori con bande di frequenza estese da poche unità di hertz fino a parecchie decine di kilohertz, quando sappiamo

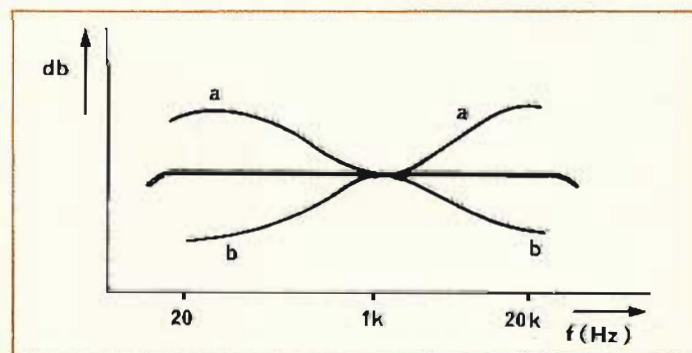



Fig. 11 - Risposta di un amplificatore lineare (linea grossa), controlli di tono al max (curva «a») e al minimo («b»).

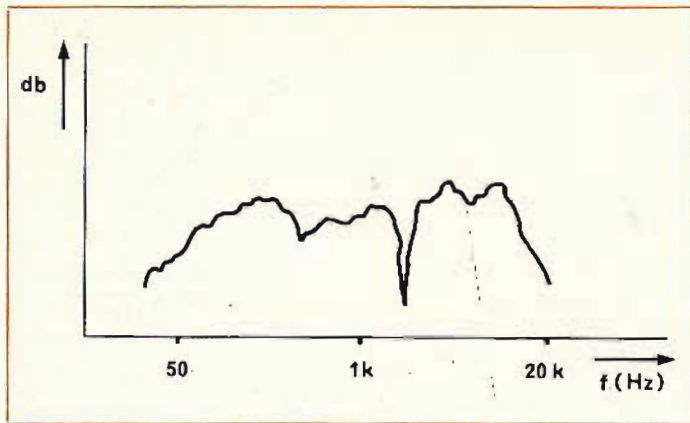



Fig. 12 - «Buchi» nella risposta di un diffusore.

che nessun diffusore potrebbe dare a meno di neutralizzare e ridurre a limiti più modesti la più estesa risposta in frequenza di un amplificatore; quando sappiamo che per l'orecchio umano i suoni si fermano prima dei 20 KHz; e, soprattutto, quando sappiamo che i messaggi musicali, discografici o via radio, sono limitati alla banda 30 Hz ÷ 15 KHz. Ribadiamo fermamente che di perfette risposte all'onda quadra non ce ne frega niente, e avremo modo in seguito di discutere più approfonditamente quest'argomento e di dimostrare che la perfezione «sulla carta di laboratorio» è spesso in netto contrasto con la qualità «sonora», l'unica, in definitiva, che ha valore.

DISTORSIONE

Noi sappiamo che nessuna riproduzione, di nessun genere, può essere la copia «perfetta in senso assoluto» di un originale.

Il segnale d'uscita di un amplificatore non può essere identico a quello d'ingresso; il suono di un altoparlante non può essere la trasduzione perfetta del segnale elettrico applicato ai suoi morsetti; il segnale prodotto da un fonorivelatore non può essere il riscontro «perfetto» della modulazione del solco.

Intendiamoci: stiamo ragionando in termini assoluti, privi di approssimazione: non esistono al mondo due fotografie identiche, seppure tratte dalla stessa negativa.

La distorsione, misurata in «%», è la differenza di un segnale nei confronti dell'originale. Il concetto, così espresso, è troppo generico; in realtà, diversi sono i motivi di differenziazione dall'originale, e diverso è il loro effetto sull'ascolto: per questo si è cercato di «identificare» diversi tipi di distorsione.

Le più note sono sicuramente la distorsione armonica e la distorsione d'intermodulazione, ed è proprio su queste due forme di distorsione che i fabbricanti di apparecchiature Hi-Fi, e soprattutto i fabbricanti di amplificatori Hi-Fi, hanno creato i loro miti.

Se per i trasduttori elettro-meccanici (fonorivelatori, altoparlanti, microfoni, testine dei registratori) queste due forme di distorsione nelle tecniche di misurazione attuali offrono un'immagine qualitativamente abbastanza realistica, pur non essendo le uniche, gli amplificatori sono invece affetti da forme di distorsione ben più gravi: ed in oltre, le tecniche di misurazione delle due succitate forme di distorsione non offrono alcuna garanzia su ciò che sarà poi il comportamento reale dell'apparecchio.

Noi sfidiamo l'orecchio più raffinato ad apprezzare livelli di distorsione armonica e d'intermodulazione inferiori all'1%: ma non oseremmo mai sfidare qualcuno a notare differenze qualitative fra due apparecchi i cui livelli di distorsione rilevati in laboratorio siano risultati totalmente bassi da essere stati definiti «non misurabili»!

E se poi avesse la «netta» (e dico **netta**) sensazione che un «modesto» amplificatore da 0,5% di distorsione suoni meglio di un «eccellente» amplificatore da 0,001%? Potrebbe essere la prova che le tecniche di misura adottate non valgono un gran che e non risultano veritiere al di sotto dell'1%, e che non vale la pena di correre alla ricerca dei tassi di distorsione infinitesimali.

Esistono, abbiamo già detto, altre forme di distorsione: alcune elegantemente ignorate, e per chissà quanto tempo ancora; altre timidamente in cammino verso la notorietà: e si può star certi che raggiungeranno piena notorietà e importanza quando i costruttori ne reclamizzeranno l'annientamento. Una di queste ultime può senz'altro essere considerata la distorsione di fase: ovvero, una delle distorsioni più innocue per l'orecchio; una di quelle distorsioni, appunto, che potrebbe coesistere benevolmente con la più alta qualità musicale.

Fra le distorsioni elegantemente ignorate, possiamo citare la distorsione d'incrocio («cross-over distortion»): essa è tipica delle apparecchiature elettroniche (quindi fonorivelatori, altoparlanti ecc. **non** ne sono affetti) e avvilisce molto la qualità musicale.

Per questo il nostro invito è il seguente: a meno di distorsioni «macroscopiche» anche sulla carta, l'unico giudizio valido è una attenta e prolungata prova di ascolto: in comparazione A/B, o con un pezzo musicale conosciuto fin nei minimi particolari. Possibilmente senza esaurire il tutto in un'unica giornata.

RAPPORTO SEGNALE-DISTURBO

Un amplificatore, parrà strano ad alcuni, è una macchina **rumorosa.** Il suo compito, lo sappiamo, è di «amplificare», «potenziare» il debole segnale che un fonorivelatore, un microfono, un riproduttore di nastri magnetici, ecc., fornisce, affinché sia possibile pilotare degli altoparlanti.

Anche quando sorgenti di segnale su accennate sono inattive, ci si può facilmente rendere conto del «rumore» generato spontaneamente dall'amplificatore ruotando la manopola del volume nel verso dell'aumento: si udrà principalmente del «soffio», e più limitatamente del «ronzio». Il soffio, appunto, è il rumore generato spontaneamente dai transistori dell'amplificatore. Il ronzio, invece, è da imputare (escludendo difetti di connessione o guasti all'apparechio) a residui dell'alternanza della tensione di alimentazione, sfuggiti in misura lieve o meno lieve al «filtraggio».

Al pari dell'amplificatore, tutte le apparecchiature «a trattamento elettronico del segnale» introducono del rumore (sintonizzatore radio, registratore magnetico ecc.).

Altoparlanti e fonorivelatori, invece, non producono di proprio alcun rumore (a meno di sfregamenti mec-

canici o deformazioni fisiche, che rappresentano in sé dei veri e propri guasti).

Il giradischi appartiene anch'esso alla categoria delle macchine «rumorose», ma i presupposti di rumore sono diversi.

In esso distinguiamo:

a) un rumore di tipo meccanico, dovuto a inevitabili vibrazioni degli organi in movimento e trasmesso alla punta di lettura del fonorivelatore. La «lettura» di un solco del disco, infatti, avviene «meccanicamente», cosicché ogni vibrazione di tipo meccanico viene rilevata al pari dell'informazione discografica.

b) un rumore di tipo elettrico. Il motore del giradischi è un organo che trae il suo moto da un'alimentazione elettrica, cui sono associati, nel caso specifico, forti campi magnetici. Residui magnetici anche deboli vengono facilmente captati dai fonorivelatori di tipo magnetico (che rappresentano il 99% dei casi di impiego Hi-Fi), in quanto non è possibile schermare perfettamente le sue connessioni elettriche al giradischi.

Questo tipo di rumore sparisce nell'utilizzo di fonorivelatori di tipo piezoelettrico o elettronico (fotoelettrico, a condensatore ecc.). Il rapporto segnale/disturbo (S/N ratio) esprime, generalmente in dB, la quantità di rumore presente in un'informazione musicale.

Il rumore di un giradischi è spesso chiamato «rumble».

Noi sosteniamo che mentre il «soffio» delle apparecchiature elettroniche o dei registratori a nastro è particolarmente fastidioso poiché giace nella zona di massima sensibilità dell'orecchio e contemporaneamente di minor contenuto energetico del programma musicale, il «rombo» del giradischi risulta praticamente inudibile non appena si raggiungono livelli di «decenza misurativa».

Tradotto poveramente: i 60 dB di un ottimo registratore di nastro sono più «udibili» dei 35 dB di un mediocre giradischi.

Le reti di «pesatura», che dovrebbero tener conto della reale influenza del rumore sull'ascolto, evidentemente non sono ottimali, e il problema non cambia aspetto.

Consigliamo quindi la massima pretesa sulle caratteristiche S/N nei riguardi di amplificatori e registratori, mentre nei riguardi dei giradischi ammettiamo una benevola «chiusura di un occhio».

In particolare: 40 dB non pesati identificano un ottimo giradischi, laddove 60 dB classificano come ottimo un registratore solo perché non ne esistono di migliori.

DIAFONIA

La stereofonia si avvale di due canali per ogni informazione.

Teoricamente, essi sono indipendenti fra loro. In pratica, gli unici «canali» indipendenti sono i diffusori: infatti, un diffusore acustico asserve un solo canale, e per i due canali stereofonici sono necessari «due» diffusori. Inoltre, ogni diffusore è totalmente inerte di fronte a problemi di «captazione».

Il fonorivelatore è unico per entrambi i canali, così pure il registratore e l'amplificatore (quando per

Fig. 13 - «Decodifica» dei canali di un solco fonografico a) solo canale sinistro b) solo canale destro c) destro-sinistro in controfase (risultante verticale) d) destro-sinistro in fase (risultante orizzontale).

amplificatore si intenda, come si intende dal punto di vista commerciale, l'intero e unico pezzo acquistabile): il fonorivelatore associa i due canali destro-sinistro alle direzioni in cui avviene lo spostamento della puntina (V. fig. 13): è evidente come risulti impossibile ottenere una indipendenza «assoluta», tale quindi che lo spostamento lungo la direzione propria di un canale non causi una seppur minima porzione di segnale anche sull'altro canale; in un amplificatore, la vicinanza fisica dei due canali e la notevole attitudine dei circuiti elettronici alla captazione aerea impediscono che i due canali, apparentemente assolutamente distinti, non si influenzino vicendevolmente: ovviamente, in misura molto più limitata di quanto capita nei fonorivelatori; nei registratori, la rivelazione avviene per via magnetica, per cui resta impossibile dividere esattamente le tracce del nastro.

In un impianto stereofonico risulta perciò impossibile ottenere una totale separazione e indipendenza informativa fra il canale destro ed il sinistro, e ciascuno dei due canali conterrà, in misura più o meno rilevante, parte delle informazioni di competenza dell'altro canale.

Questa «fuga» di informazioni verso il canale non interessato prende il nome di «diafonia».

La diafonia (o, come preferiscono alcuni, l'«attenuazione della diafonia») esprime, in dB, il rapporto fra il segnale «desiderato» in un canale e la porzione dello stesso, indesiderato, sull'altro.

Valori di diafonia sui 20÷25 dB rappresentano una condizione abbastanza comune sui fonorivelatori qualche dB in più rientra nel campo dei registratori magnetici, mentre 35÷40 dB sono agevolmente raggiunti negli amplificatori, almeno nella gamma delle frequenze centrali.

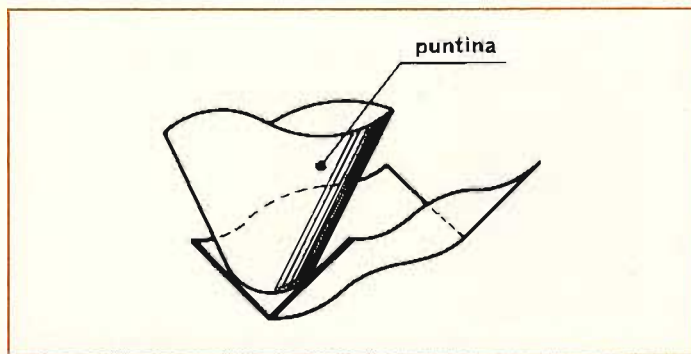



Fig. 14 - Il solco fonografico.

La resa globale, ovviamente, è quasi esclusivamente dipendenza della fonte peggiore.

Cattivi valori di diafonia limitano la localizzazione differenziata dell'immagine nello spazio stereofonico, vanificando, in sostanza, l'essenza stessa della stereofonia: ma discriminare la scelta su pochi dB in più o in meno ha poco significato, soprattutto se sono chiamate in causa le frequenze estreme della gamma utile (è risaputo che le frequenze molto basse e le frequenze molto alte sono poco determinanti agli effetti della localizzazione stereofonica): e ciò aiuta a concludere che, determinata la scelta del fonorivelatore, i valori di diafonia dell'amplificatore vanno considerati preoccupanti solo se non risultano migliori di quelli del fonorivelatore utilizzato (in pratica, se non sono migliori di 30 dB).

Facciamo notare che i giudizi fin qui espressi hanno valore solo se riferiti ai due canali in utilizzo, e non, p. es., ai diversi ingressi dell'amplificatore, fra i quali pure esiste della diafonia: ed in questo caso, infatti, il limite di accettabilità non può essere abbassato a meno di 40 dB.

WOW E FLUTTER

La velocità di un motore elettrico non è mai perfettamente costante ed uniforme, ma in perenne oscillazione intorno al suo valore nominale.

Il piatto di un giradischi e il capstan di un registratore sono mossi, direttamente o attraverso pulegge o cinghie, da un motore elettrico.

Il piatto del giradischi costituisce da solo un efficace volano regolarizzato delle oscillazioni di moto, mentre al capstan del registratore è associata solidalmente una massa rotante supplementare. Fra le varie corse alle «prestazioni inutili», quelle degli sforzi per ridurre ulteriormente «wow» e «flutter» dei giradischi è pari almeno a quella della riduzione della distorsione armonica degli amplificatori.

Se è molto difficile distinguere ad orecchio fluttuazioni dell'ordine dell'1% (ci riferiamo a programmi musicali e non ad un tono puro), non capiamo perché la stampa specializzata continui ostinatamente a dar rilievo ed importanza a valori di fluttuazione già troppo bassi per poterne elogiare un miglioramento: è così che, tralasciando sconsideratamente altri parametri importanti, per i quali si è ben lontani dalla perfezione, il pubblico ha imparato a giudicare un giradischi in virtù delle sue fluttuazioni, e per un loro miglioramento è disposto a spendere inutilmente.

Per alcuni giradischi, si sono raggiunti valori di wow e flutter di 0,03%!

Noi plaudiamo ai notevoli risultati raggiunti, ma avvertiamo i lettori che un apparecchio con valori di wow e flutter dieci volte superiori (cioè 0,3%: e in Hi-Fi non ne esistono!) non creerebbe alcuna alterazione udibile.

Ma nessuno mai si preoccupa di criticare ondulazioni ed eccentrature dei dischi commerciali? Queste sì sono ampiamente superiori allo 0,15% permesso dalle norme DIN: soprattutto le eccentrature che, causando wow decisamente superiore al 2% particolar-

mente verso la zona centrale del disco, procurano un fastidioso miagolìo...

CEDEVOLEZZA TRAKING-FORCE

La puntina del fonorivelatore, seguendo le tortuosità del solco fonografico, permette la ricostruzione elettrica delle informazioni contenute nel disco.

Pur nella sua piccolezza, la puntina possiede una massa propria, e lo stilo cui è attaccata, al quale spetta in definitiva il compito di «portare» i movimenti della puntina all'interno del fonorivelatore, dove il gioco di bobine e campi magnetici produrrà la conversione elettrica, offre una certa «resistenza» all'essere spostato dalla sua posizione di riposo. Si può capire facilmente come ciò significhi che i solchi del disco costituiscano una guida «energica» nei confronti della puntina, e che questa esegua il suo lavoro «forzatamente».

Il solco, come è noto, è una «V» entro la quale si adagia la puntina (V. fig. 14).

Il peso con cui la puntina poggia sul disco deve essere sufficiente ad evitare che «tortuosità» del solco ne causino la fuoriuscita.

Se il supporto cui la puntina è attaccata è molto cedevole, non è necessaria una elevata forza per permettere gli spostamenti richiesti dalla modulazione del solco; viceversa, se esso è piuttosto «rigido» rispetto al suo fulcro, la forza necessaria per ottenere i voluti spostamenti risulta maggiore. La maggiore o minore forza richiesta si concretizza in un maggiore o minore peso d'appoggio. La «cedevolezza» esprime in dimensioni fisiche il grado di elasticità dell'«equipaggio mobile» del fonorivelatore, ed è generalmente espressa in «cm/dina x 10^{-6}» (la dina, ricordiamo, equivale a circa 0,1 g).

La «traking-force» è il peso d'appoggio richiesto dal fonorivelatore per un corretto impiego e funzionamento.

«Traking-force» e «compliance» (cedevolezza) sono strettamente legate fra loro, ma non «esclusivamente fra loro», cosicché «massa dinamica», «risonanze», «centraggio dell'equipaggio mobile» ecc., influiscono non trascurabilmente sulla determinazione del peso d'appoggio.

Ovviamente, tanto più è bassa la forza d'appoggio richiesta, tanto meglio è sia per i dischi che per la stessa puntina di lettura. Ricordiamo anche che forze di lavoro inferiori al grammo richiedono l'impiego di giradischi dotati di buoni bracci di lettura.

Noi auspichiamo che vengano posti presto in commercio fonorivelatori per i quali siano sufficienti pesi di lettura di circa 0,5 g (una nota casa di fonorivelatori ha dimostrato che è possibile) o meno, attualmente non prodotti, crediamo, per l'esiguo numero di «bracci eccellenti».

GIRADISCHI ROTEL RP 900

La nipponica Rotel è un nome abbastanza giovane per il mercato italiano: ciò nonostante la popolarità acquisita giace su un livello piuttosto alto, se pure conquistata immettendo sul mercato apparecchi della fascia economica.

La gamma offerta oggi può definirsi completa e abbraccia anche elementi di una certa classe, vedi i nuovi amplificatori RA1312-RA1412 dall'estetica molto bella e caratteristiche professionali.

Negli apparecchi più economici vogliamo ricordare gli amplificatori, i sintonizzatori e i sintoamplificatori che, unitamente a prestazioni di tutto rispetto, offrono un design particolarmente curato e riuscito.

L'apparecchio in prova questo mese, il giradischi RP 900, rappresenta il modello più economico della produzione Rotel. L'estetica è inconfondibilmente giapponese, e, dobbiamo dire, pur essendo l'RP 900 un apparecchio offerto al pubblico a circa 140.000 lire, piuttosto ben curata.

Il braccio è il tipico modello a «S» di scuola giapponese, con attacco testina di tipo EJA (altrettanto tipicamente giapponese), bilanciabile solo staticamente. La forza d'appoggio è ottenuta «sbilanciando» il braccio con lo stesso contrappeso che ne fornisce il bilanciamento iniziale.

Questo sistema comporta diversi svantaggi rispetto ai bracci «dritti», e ai bracci a bilanciamento dinamico. Infatti:

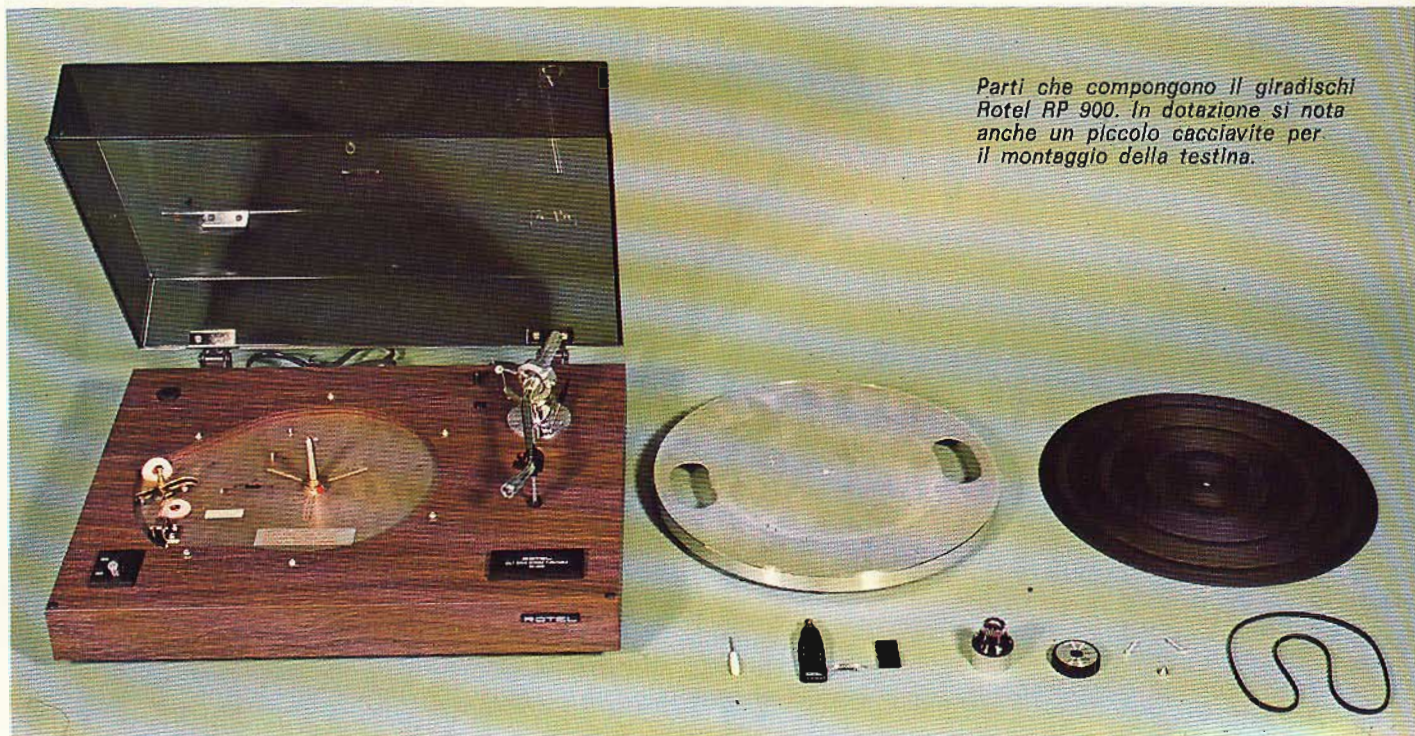
a) a parità di lunghezza efficace, il braccio ad «S» presenta una maggior quantità di materiale impiegato.

L'inerzia di un braccio dovrebbe essere:

- infinita rispetto allo stilo del fonorivelatore;
- nulla rispetto alle irregolarità del disco e alla spirale del solco.

Poiché l'inerzia di un braccio è sempre tale da poter essere considerata infinita rispetto allo stilo, è utile che essa sia la più bassa per soddisfare le esigenze dei dischi commerciali;

b) la regolazione della forza d'ap-

Giradischi Rotel RP 900. L'estetica di questo apparecchio è tra le più riuscite.

Parti che compongono il giradischi Rotel RP 900. In dotazione si nota anche un piccolo cacciavite per il montaggio della testina.

GIRADISCHI ROTEL MOD. RP 900 N. DI MATRICOLA 21832			
	Valori dichiarati	**Valori misurati**	**Commenti**
Wow e Flutter	0,1%	lineare 0,2% ponderato 0,15%	Al di sotto del limite di udibilità
Rumble	50 dB	lineare 38 dB ponderato 55 dB	Al di sotto del limite di udibilità
Errore di tangenza	+ 3,5° — 0,25°	Fra 6 e 14 cm dal centro del piatto: + 3,5° — 1°	Accettabile
Scarto di velocità		33,3 giri: + 1% 45 giri: — 1%	Discreto
Antiskating	Equilibrio su disco liscio	f. antisk. / f. appoggio: 1ª tacca 1,8 x g; 2ª tacca 2,2 g; 3ª tacca 2,8 x g	Poco utilizzabile
Minima forza di tracciamento	0,75 g	0,6 g	Migliore del dichiarato
Prova del disco eccentrico		1,7 g	Accettabile
Prova del bilanciamento dinamico		1,8 g per un'inclinazione di 30°	Migliorabile

Importatore : Eurosound - via Paracelso, 6 20129 Milano
Prezzo netto: L. 140.000 senza testina

poggio mediante contrappeso «sbilancia» il braccio: ne risulta un aumento di inerzia dinamica, ma, soprattutto, una eccessiva dipendenza dalle condizioni di perfetta messa in piano dell'apparecchio: sfrutta infatti, come effetto, la forza di attrazione terrestre. E' un «peso», non una forza pura.

Comunque anche in questi sistemi si ottengono prestazioni di tutto rispetto.

La trasmissione del moto al piatto è realizzata mediante una cinghia che abbraccia un albero motore a due sezioni (di forma convessa per un assestamento spontaneo della cinghia), mossa da un motore sincrono a quattro poli, fissato elasticamente al telaio e bloccato per il trasporto da due viti rosse.

La classica forcella sposta la cinghia sull'una o sull'altra sezione a seconda della velocità scelta.

L'antiskating è realizzato mediante pesetto e funicella: una minuscola carrucola agevola l'azione del pesetto lungo l'asta del braccio.

La partenza del piatto giradischi è ottenuta con un «docile» microswitch, azionato dal braccio di lettura quando lo si colloca fuori dal suo supporto di riposo. Comodo, anche se in posizione non ottimale, risulta l'azionamento della levetta di discesa viscosa del braccio.

COME SI MONTA IL ROTEL RP 900

A - *Togliere le viti di fissaggio contraddistinte dalla testata rossa.*

B - *Inserire il piatto nel perno centrale e sistemare la cinghia di trascinamento tra la forcella del cambio velocità e il perno motore.*

C - *Montare la testina sulla sua conchiglia controllando che i colori dei fili corrispondano alle indicazioni riportate sulla testina.*

D - *Avvitare il contrappesò graduato sulla parte posteriore del braccio.*

E - *Inserire la conchiglia con la testina avvitando la ghiera di bloccaggio. Trovare, ruotando il contrappeso, la posizione di bilanciamento del braccio (deve essere parallelo al piatto).*

Dare il peso di appoggio alla testina ruotando il contrappeso posteriore. Inserire il pesetto dell'antiskating e regolarlo a seconda della forza di appoggio precedentemente data alla testina.

Il telaio dell'apparecchio risulta solidale col basamento, e la sospensione è realizzata sotto il basamento mediante quattro «ventose» in gomma. L'isolamento da «shocks» esterni risulta molto efficace (a dispetto della semplicità della realizzazione) e non crea problemi nell'utilizzo dei (pochi) comandi dell'apparecchio (che è completamente manuale).

Il coperchio copripolvere, asportabile, può rimanere chiuso o totalmente aperto.

Vorremmo far notare, tuttavia, che la spina di alimentazione con cui ciè giunto l'apparecchio può creare qualche difficoltà all'utilizzatore: tale spina è infatti del tipo comunemente detto «a 10 ampère», ovvero con i due spinotti di diametro eccessivo per poter essere inseriti nelle normali prese di tensione domestiche (per intenderci, essa è simile alle spine delle lavatrici o dei frigoriferi). Sarebbe poco male se, mancante dei contatti laterali di «presa di terra», fosse provvista almeno delle due scanalature di alloggio di detti contatti, sì da poterla facilmente inserire in quegli appositi adattatori reperibili presso qualunque elettricista; ma così com'è, obbliga l'utente a «tranciare» le linguette di «presa di terra» dell'adattatore.

Tutto sommato, l'apparecchio non arriva ad assorbire 100 mA: perché non dotarlo di una spina più comune?

LE PRESTAZIONI

Le prestazioni di questo giradischi pur non essendo superlative sono comunque buone, sia per quanto riguarda le tolleranze di lavorazione, sia per quanto riguarda le tarature e i controlli finali.

COMMENTI AI RISULTATI

«Wow & flutter» e rumore di fondo giacciono al di sotto del limite udibile.

Il dispositivo di antiskating è poco utilizzabile sia perché non riducibile al di sotto di 1,8 g, sia perché gli attriti del braccio di lettura sono tali da non richiederlo fino a pesi di lettura di circa 1,8 g. Gli attriti del braccio al movimento verticale sono abbastanza trascurabili.

La prova con disco eccentrico ha fornito risultati accettabili, come del resto la prova di tracciamento (minima forza di appoggio richiesta per evitare lo scavalcamento dei solchi) e la prova di bilanciamento dinamico.

CONCLUSIONI

L'RP 900 è un giradischi economico, di elegante aspetto, semplice e razionale.

Abbiamo apprezzato le buone rifiniture e la robustezza della realizzazione.

Il rapporto qualità-prezzo è buono. L'apparecchio potrebbe essere migliorato ma ciò comporterebbe un aumento di prezzo.

dalla natura cose perfette....

....come dalla SONY®

Le cassette SONY consentono una riproduzione fedelissima del suono originale. Esse sono disponibili in 4 versioni: tipo standard a basso rumore (low-noise), tipo HF per riproduzioni musicali, tipo «Cromo» e tipo «Ferri-Cromo». La durata delle cassette varia fra 60 e 120 minuti.

CASSETTA A BASSO RUMORE:

di tipo standard adatta alle registrazioni normali.

- C 60 - 60 minuti
- C 90 - 90 minuti
- C 120 - 120 minuti

CASSETTA HF:

per registrazioni musicali. Consente una riproduzione fedelissima delle alte e medie frequenze. Particolarmente adatta anche per registrazioni della FM stereo.

- C 60 HF - 60 minuti
- C 90 HF - 90 minuti
- C 120 HF - 120 minuti

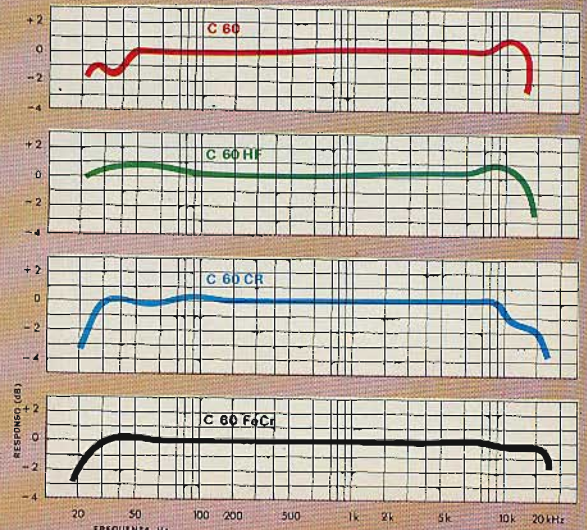
CASSETTA AL CROMO:

consente riproduzioni di qualità simile a quelle ottenute con nastri a bobina. Il biossido di cromo è il materiale ideale per ottenere prestazioni elevate e rende questa cassetta adatta a registrazioni e riproduzioni musicali. La riproduzione delle frequenze acute è semplicemente eccezionale.

- C 60 CR - 60 minuti
- C 90 CR - 90 minuti

CASSETTA AL FERRI-CROMO:

il nastro di questa cassetta è a doppio strato allo scopo di assicurare una qualità di riproduzione finora mai ottenuta. Acuti purissimi sono ottenuti a mezzo di strati sovrapposti di biossido di cromo (1 micron in totale). I bassi e i medi sono realizzati con strati di ossido di ferro (5 micron in totale). Il risultato finale è quindi la riproduzione del suono ricca in ogni sua componente.

- C 60 FeCr - 60 minuti
- C 90 FeCr - 90 minuti

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI IN ITALIA E I RIVENDITORI PIU' QUALIFICATI

di Lodovico Cascianini

CORSO PRATICO DI TELEVISIONE A COLORI

4° Inserto Speciale

RICUPERO DEI SEGNALI DIFFERENZA DI COLORE R - Y e B - Y DAL SEGNALE DI CROMINANZA A 4,43 MHz E COMPENSAZIONE PAL

Ricupero dei segnali differenza di colore R–Y e B–Y dal segnale di crominanza a 4,43 MHz e compensazione PAL

Abbiamo detto nella parte precedente che il trasmettitore a colori irradia un segnale video denominato *completo* in quanto trasporta la *luminanza* e la *crominanza* dell'immagine a colori. Questo segnale, per il modo con cui è stato "fabbricato" occupa un canale largo come quello usato dalla televisione in bianco e nero. In fig. 42 abbiamo riportato un esempio di segnale video completo: si tratta di un segnale video di una riga di un'immagine formata da barre colorate dove i colori si susseguono in base alla loro decrescente luminanza.
Il ricevitore in bianco e nero potrà utilizzare solo il segnale di luminanza (segnale a scaletta), e pertanto sul suo schermo apparirà una scala di grigi (fig. 43).
In questa immagine si può constatare come, avendo disposti i colori in questo ordine, i livelli delle loro luminanze risulteranno decrescenti, e di conseguenza produrranno sullo schermo del cinescopio bianco e nero una serie di barre verticali grigie con grigi sempre decrescenti come appunto indicato in figura 43.
Questa "scala dei grigi" ai televisori in bianco e nero non serve. Serve ai televisori a colori nei quali viene usata

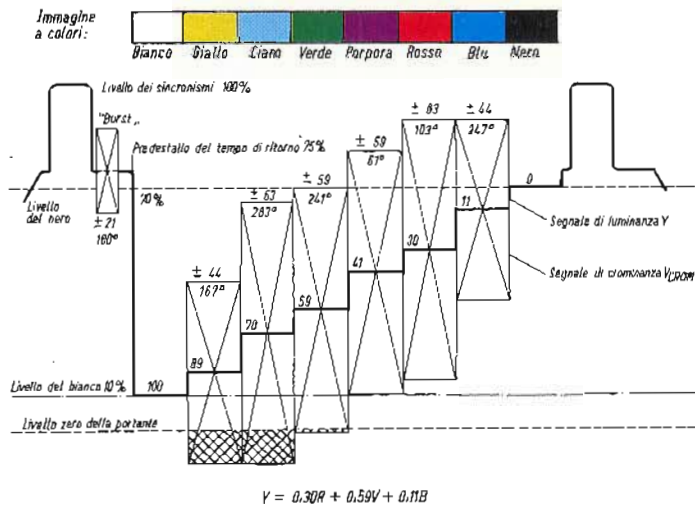



Fig. 42 - Segnale video completo riguardante le 6 barre di colore standard (più la barra nera e la barra bianca). Il segnale di crominanza a 4,43 MHz di ciascuno di questi colori è posto sopra al rispettivo segnale di luminanza.

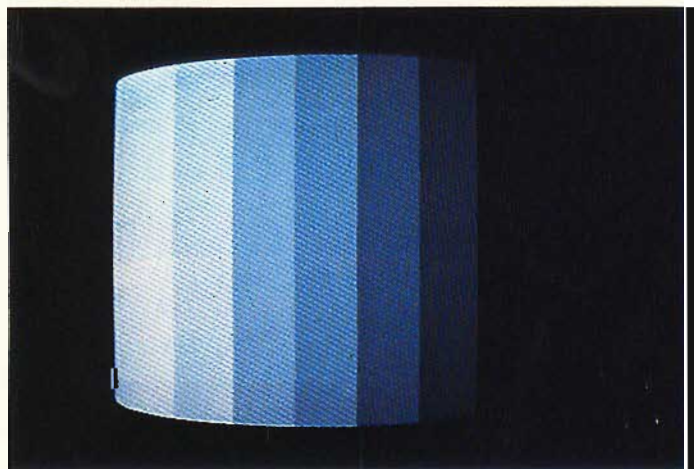



Fig. 43 - Scala dei grigi riprodotta sullo schermo di un televisore bianco e nero dal segnale di luminanza delle barre colorate di fig. 42

per regolare l'intensità dei fascetti elettronici dei tre cannoni in modo da riprodurre senza sfumature colorate, immagini in bianco e nero.
A questo punto sarà utile ricordare che, se al televisore a colori viene applicato *solo* il segnale di luminanza, (ciò, per esempio, si verifica quando il televisore a colori è sintonizzato su una emittente in bianco e nero) sullo schermo del cinescopio apparirà un'immagine in bianco e nero.

Se però osserviamo da vicino lo schermo del cinescopio, possibilmente con una lente d'ingrandimento, vedremo che in realtà questo "bianco e nero" è formato da puntini (o striscette nei moderni cinescopi) luminosi rispettivamente rossi, verdi e blu (fig. 43/b). Ciò è dovuto al fatto che, come abbiamo detto all'inizio, la telecamera viene tarata in maniera che quando si riprende il bianco o il grigio, tutti e tre i segnali dei colori primari vengono regolati sullo stesso livello di tensione. Stando così le cose, succederà che, in ricezione, anche i tre puntini (o striscette) dei fosfori rossi, verdi e blu di ciascuna triade, colpiti dai tre fascetti di elettroni di uguale intensità emetteranno un'uguale energia luminosa: dagli elementi di colorimetria esposti nella Iª parte sappiamo che, in queste condizioni, la zona occupata da una triade apparirà bianca o grigia a seconda che i tre segnali saranno più o meno intensi.

Quando il televisore a colori viene sintonizzato su una emittente in bianco e nero, esso riceve solo un segnale, e cioè, il solo segnale di luminanza, che verrà applicato, come già visto, *contemporaneamente* a tutti e tre i cannoni; in queste condizioni, i tre tipi di fosfori, essendo eccitati ciascuno da uno stesso numero di elettroni, emetteranno tutti e tre luci rosse, verdi e blu con un *uguale intensità luminosa*, e lo spettatore "vedrà" pertanto un'immagine in bianco e nero.

Questa particolarità è stata di proposito sottolineata perché desta veramente meraviglia il fatto che si possa ottenere un'immagine in bianco e nero da sorgenti di luci rossa, verde e blu. Ma questa è una delle leggi fondamentali della colorimetria: È l'esperimento di Newton!
Ritorniamo al nostro segnale video completo (fig. 42). Abbiamo visto che in un ricevitore in bianco e nero questo segnale dà la scala dei grigi di fig. 43. In un televisore a colori, questo stesso segnale dà invece le barre colorate di fig. 44, dato che il televisore a colori è in grado di utilizzare anche il segnale di crominanza (V_{CROM} in fig. 42) sovrapposto al segnale di luminanza.
Nel segnale di crominanza a 4,43 MHz noi sappiamo che si trovano sistemati in un modo del tutto particolare (vedi III parte) i segnali differenza di colore R–Y e B–Y, i segnali cioè che contengono la tinta e la saturazione del colore trasmesso. Con questi segnali noi sappiamo che si forma, in una matrice, il terzo segnale differenza di colore, e cioè V–Y; successivamente, in una seconda matrice alla quale perviene anche il segnale di luminanza Y, si riformeranno i primitivi segnali R V e B che applicati al cinescopio tricromico ci daranno di nuovo i colori di partenza; e cioè le barre colorate di fig. 44.

A questo punto sorge logica la domanda: Come fa il ricevitore a colori ad estrarre dal segnale di crominanza a 4,43 MHz, modulato in fase ed in ampiezza, i segnali R–Y e B–Y che ci occorrono per riavere i segnali dei colori primari R, V e B?

I demodulatori sincroni

Innanzitutto, il ricevitore a colori, essendo *due* i segnali che deve estrarre dal segnale di crominanza, dovrà possedere *due* rivelatori (o demodulatori) distinti. Il segnale di crominanza potrà pertanto essere applicato ai rivelatori o demodulatori di fig. 45 (a sinistra). Questi demodulatori non potranno essere del tipo a semplice rivelazione d'ampiezza (diodo), come nei televisori in bianco e nero dato che il segnale di crominanza è *sprovvisto* di portante, che, come abbiamo visto, viene soppressa in trasmissione.
Dovremo quindi impiegare due demodulatori *speciali* nei quali insieme al segnale da rivelare dovranno essere applicate contemporaneamente anche le due portanti soppresse al trasmettitore.
Nello schema a blocchi di fig. 45 a sinistra, notiamo infatti un oscillatore locale che nel ricevitore ripristina la portante soppressa. Non solo, ma abbiamo visto che in trasmissione avevamo derivato da un analogo oscillatore due componenti sfasate di 90°, e che queste due componenti (o portanti) venivano soppresse all'atto stesso della modulazione dei segnali R–Y e B–Y. Le componenti da *riinserire* in ricezione saranno quindi due e dovranno essere sfasate tra loro di 90° (e cioè in quadratura). Queste componenti vengono derivate da un oscillatore locale a 4,43 MHz (fig. 45 a sinistra).
È ovvio però che perché tutto funzioni a dovere queste componenti in quadratura rigenerate nel ricevitore dovranno avere non solo la stessa frequenza ma anche la stessa fase di quelle soppresse in trasmissione. Ora non esiste nessun mezzo, neanche il quarzo, che permetta di riottenere nel ricevitore un'oscillazione con *fase uguale*, in qualsiasi istante, a quella dell'analoga oscillazione del trasmettitore.
Il trasmettitore a colori dovrà quindi inviare, oltre i normali segnali che sincronizzano l'oscillatore di riga e di quadro, un *terzo* segnale di sincronismo, il cui compito sarà appunto quello di fare in modo che la fase dell'oscillatore di riferimento (o portante rigenerata) a 4,43 MHz del ricevitore sia identica in ogni istante a quella dell'oscillatore del trasmettitore.
Questo segnale si chiama *burst* (in italiano "salva") e viene sistemato sul piedistallo posteriore dell'impulso di spegnimento di riga (fig. 42 e 46). Prima quindi abbiamo l'impulso che sincronizza la riga, e poi, subito dopo, un treno di oscillazioni (da 10 a 12) a 4,43 MHz aventi la stessa fase delle oscillazioni prodotte dall'oscillatore del trasmettitore, oscillazioni che attraverso un normale discriminatore di fase, seguito da uno stadio a reattanza, provvederanno ad "agganciare" la fase dell'oscillatore locale a 4,43 MHz del ricevitore con la fase dell'oscillatore del trasmettitore.

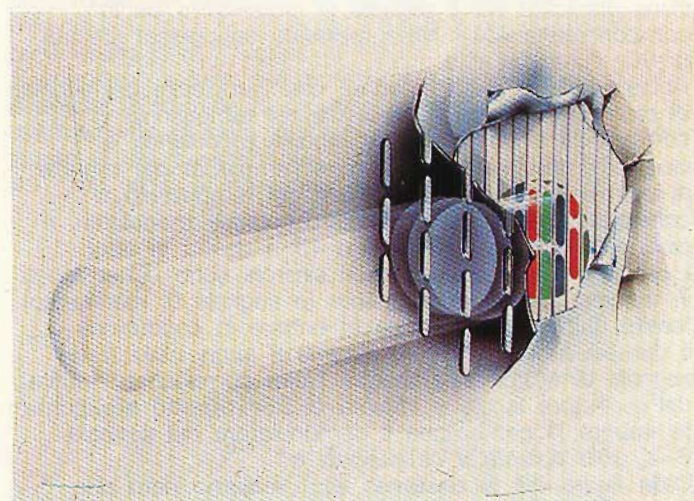
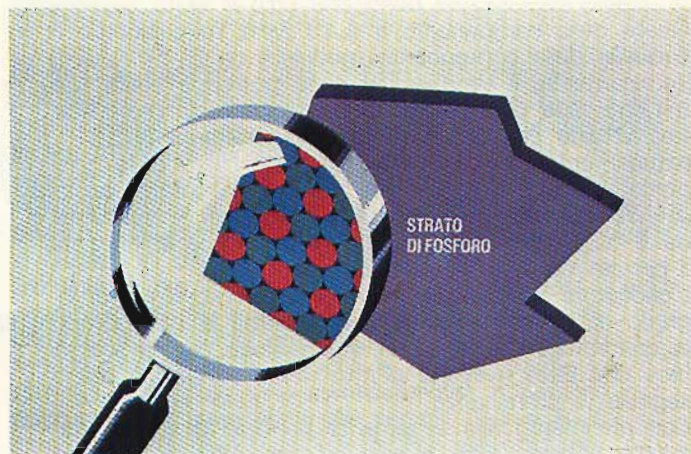



Fig. 43/b - Disposizione dei fosfori a puntini in un cinescopio con cannoni a delta (in alto) e dei fosfori a strisce nei cinescopi in-line.

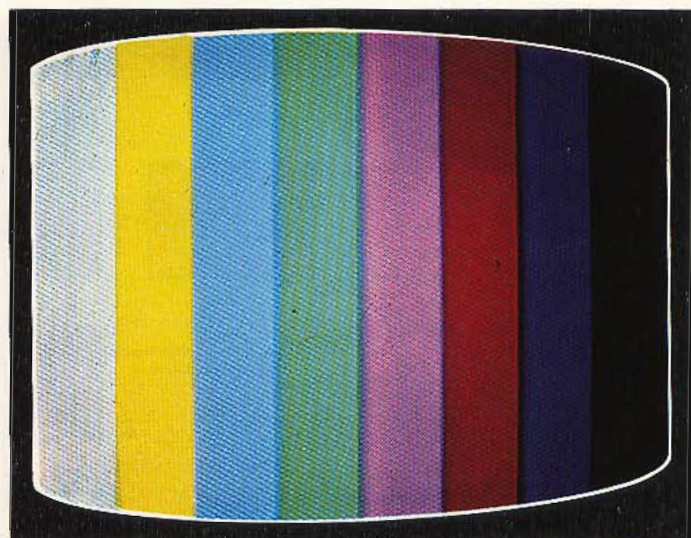



Fig. 44 - Barre colorate riprodotte sullo schermo di un televisore a colori dal segnale video completo di fig. 42.

A questo segnale del burst che fase è stata assegnata? Quella della componente a 4,43 MHz modulata da R–Y o quella della componente modulata da B–Y? Teoricamente, il segnale del burst potrebbe avere l'una o l'altra fase di queste due componenti. Si preferisce trasmetterlo con una fase fissa (nel sistema NTSC naturalmente) che non è né l'una né l'altra delle precedenti (fig. 46). La fase del burst è infatti *spostata di 180°* rispetto alla fase della componente modulata da B–Y. Questa scelta rende più semplice in ricezione il circuito del comparatore di fase.
L'oscillatore locale, sincronizzato dal burst, è quindi in grado di *iniettare* nei due demodulatori le due componenti in quadratura soppresse in trasmissione con la stessa fase che esse avevano all'atto della formazione del segnale di crominanza.
Con riferimento allo schema di principio di fig. 45 (a destra) vediamo che a ciascun demodulatore sincrono viene applicato sia il segnale di crominanza sia la componente a 4,43 MHz (portante soppressa) sfasata di 90° l'una dall'altra.
Abbiamo detto (vedi III parte) che l'ampiezza del segnale di crominanza in corrispondenza del tempuscolo t_1 corrisponde all'ampiezza del segnale modulante, e cioè, all'ampiezza di R-Y, e che l'ampiezza del segnale di crominanza in corrispondenza del tempuscolo t_2 corrisponde all'ampiezza dell'altro segnale modulante, e cioè, all'ampiezza di B–Y (fig. 45 a destra in alto).
I circuiti dei due demodulatori sincroni sono dimensionati in maniera che la componente (o segnale di riferimento) fornita dall'oscillatore locale fa entrare in conduzione il demodulatore R–Y *solo durante il tempuscolo t_1* del segnale di crominanza mentre l'altra componente fornita dall'oscillatore locale e sfasata di 90° rispetto alla prima, fa entrare in conduzione il demodulatore del segnale B–Y, *solo durante il tempuscolo t_2*.
Dalla figura 45 (a destra in alto) vediamo però che durante il tempuscolo t_1 è presente nel segnale di crominanza la componente R–Y, e che durante il tempuscolo t_2 è presente la componente B–Y. Pertanto, all'uscita del demodulatore sincrono R–Y avremo il segnale R–Y, e all'uscita del demodulatore sincrono B-Y avremo il segnale B-Y.
Appare quindi molto semplice la maniera con cui si riesce ad estrarre dal segnale di crominanza a 4,43 MHz, i segnali R–Y e B–Y contenenti la crominanza dell'immagine.

Il ricevitore TVC nelle sue linee essenziali

Essenzialmente quindi un televisore a colori sarà, fino al rivelatore video, identico ad un normale ricevitore in bianco e nero (fig. 47). Il rivelatore video ci fornirà il segnale video completo che già conosciamo (fig. 42). Un filtro passa-alto estrarrà da questo segnale video completo, il segnale di crominanza a 4,43 MHz che verrà applicato, previa opportuna amplificazione, ai due demodulatori sincroni come già detto. Il segnale di crominanza verrà applicato per altra via ad uno stadio nel quale verrà estratto il burst (segnale di sincronismo del colore). Il treno delle oscillazioni del burst verrà confrontato con quelle dell'oscillatore locale in un normale discriminatore di fase, seguito da uno stadio a reattanza. Da questo oscillatore sincronizzato dal burst verranno prelevate quelle due componenti in quadratura che nei due demodulatori sincroni estrarranno dal segnale di crominanza, *uno* il segnale R–Y, e *l'altro* il segnale B–Y. Il segnale di luminanza, dopo aver attraversato una linea di ritardo, verrà applicato insieme ai segnali R–Y, B–Y e V–Y ad una matrice all'uscita della quale riotterremo i segnali dei colori primari R. V e B necessari al pilotaggio del cinescopio a colori. (La linea di ritardo è necessaria in quanto il segnale di luminanza, essendo a banda larga (0...5 MHz), *arriverebbe* alla matrice *prima* dei segnali differenza di colore i quali, come

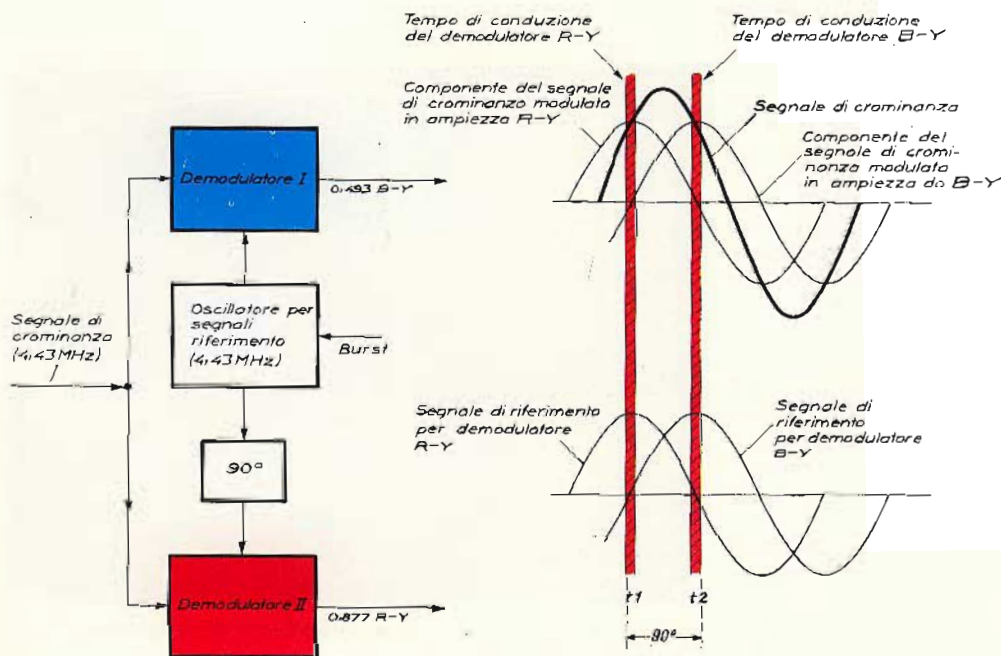



Fig. 45 - (a sinistra). Schema a blocchi del sistema di demodulazione sincrona usato per estrarre dal segnale di crominanza a 4,43 MHz, i due segnali differenza di colore R–Y e B–Y. (a destra). Il segnale di crominanza viene applicato a ciascun demodulatore; il quale entra in conduzione ad opera del rispettivo segnale di riferimento (o portante rigenerata) solo durante il tempo in cui è presente nel segnale di crominanza rispettivamente il segnale R–Y o B–Y: nello schema, R–Y durante il tempuscolo t_1, B–Y durante il tempuscolo t_2.

sappiamo, hanno una banda passante più stretta 0...1,2 MHz).
Tutto questo è molto semplice e chiaro ma presuppone due condizioni:

1 - che le oscillazioni del burst che sincronizzano l'oscillatore locale del ricevitore non alterino la loro fase durante il tragitto che il segnale fa dal trasmettitore al ricevitore.

2 - anche supposto che il burst arrivi con la fase corretta, non sia il segnale di crominanza ad evere variato la sua fase rispetto al burst.

Il tallone di Achille dell'NTSC

Quando le suddette condizioni non si verificano, al ricevitore avremo alterazione di colori come mostra la foto riportata in fig. 48. La spiegazione è la seguente: In fig. 49 sono riportate le posizioni dei vettori del segnale di crominanza nell'istante in cui tale segnale viene irradiato dall'antenna del trasmettitore. Se tutto avviene nella maniera descritta in precedenza, se cioè le oscillazioni del burst e quelle del segnale di crominanza arrivano al ricevitore con le posizioni angolari caratteristiche dei colori trasmessi (fig. 49), i due demodulatori sincroni entreranno in conduzione (fig. 45) rispettivamente nei tempuscoli t_1 e t_2 (in parole più semplici, demoduleranno correttamente), e daranno per ciascun colore, quei valori dei segnali R–Y e B–Y caratteristici di quel dato colore. Per esempio, per le parti rosse dell'immagine di fig. 48, il segnale R–Y demodulato avrà il valore di 0,62 e il segnale B–Y demodulato avrà il valore di –0,15.
Supponiamo invece che durante il tragitto trasmettitore - ricevitore, il segnale di crominanza subisca un avanzamento di circa 70°, cosicché il vettore del rosso "parte sì dal trasmettitore nella posizione corretta (fig. 49), ma arriva al ricevitore, avanzato di circa 70°, e

Fig. 46 - IL segnale che sincronizza (segnale del burst) la fase dell'oscillatore locale a 4,43 MHz del ricevitore è sistemato sul piedistallo posteriore del segnale di spegnimento di riga. A destra si vede la fase con cui vengono trasmesse le oscillazioni del burst (10 o 12 in tutto).

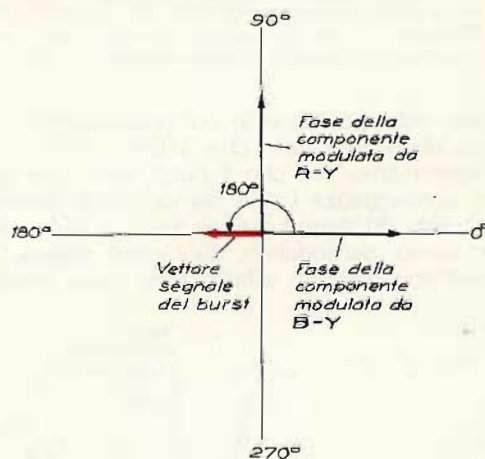



Fig. 47 - Schema a blocchi di un ricevitore a colori. (sistema NTSC). Con tratteggio e in colore sono indicati gli stadi in più che il ricevitore a colori possiede rispetto ad un ricevitore in bianco e nero. In forza del principio della compatibilità, il ricevitore TVC fino al rivelatore è pressoché identico al corrispondente ricevitore bianco e nero. Qui ricompare il segnale video completo (segnale luminanza V_Y + segnale di crominanza a 4,43 MHz). Questi due segnali prima vengono separati e poi ricongiunti previa estrazione dei due segnali differenza di colore dal segnale di crominanza a 4,43 MHz mediante demodulazione sincrona (con i due segnali R–Y e B–Y si ricostruisce in una matrice il terzo segnale differenza di colore V–Y). L'aggiunta della componente di luminanza (Y) alle componenti di crominanza (R–Y, V–Y e B–Y) ridà i segnali dei colori primari R, V, B necessari per il pilotaggio del cinescopio a maschera.

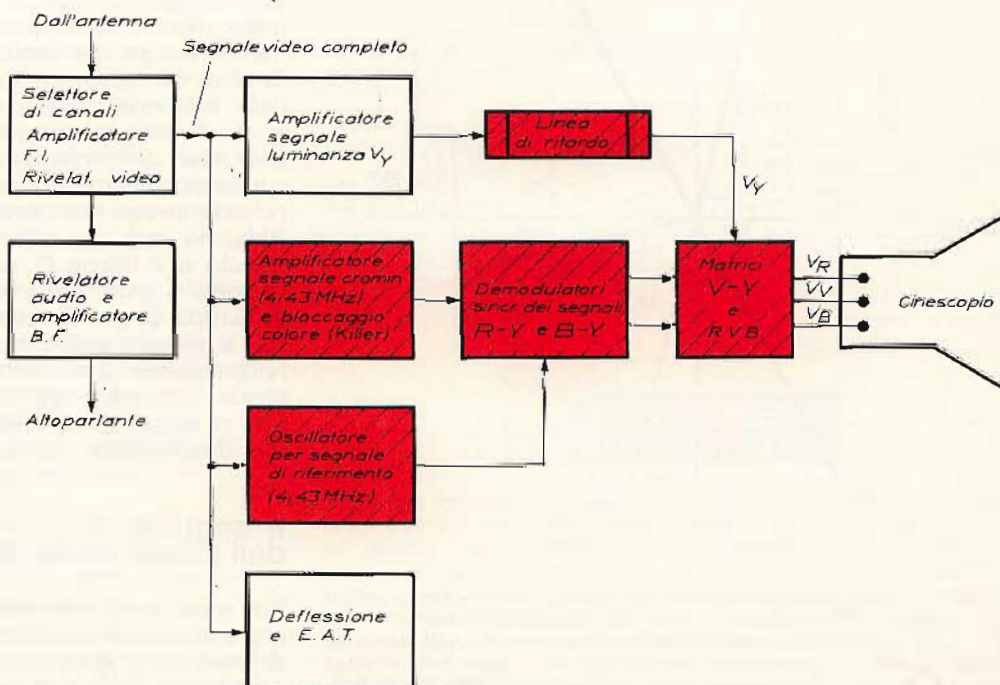
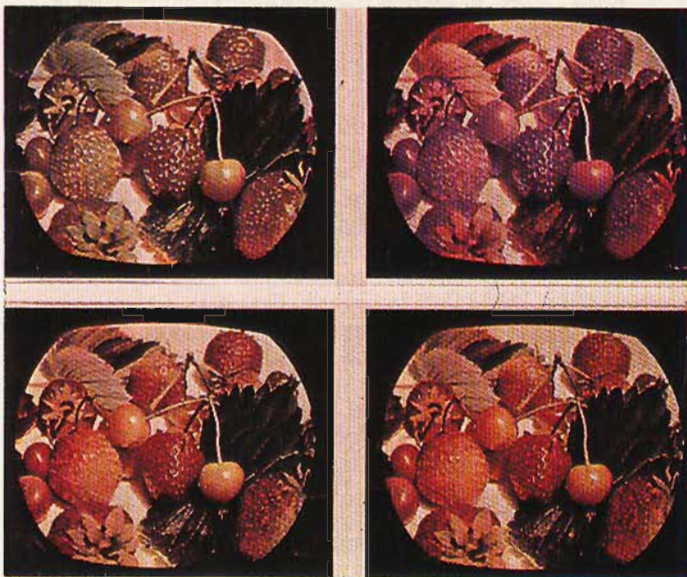



Fig. 48 (in basso a sinistra) - L'immagine ricevuta ha i suoi colori naturali, in quanto nel tragitto trasmettitore-ricevitore nè il segnale del burst nè il segnale di crominanza hanno subito rotazioni di fase. (In alto), come appare la stessa immagine nel caso in cui il segnale di crominanza abbia subito una variazione di + 70° (a sinistra) e di - 70° (a destra). (In basso a destra). Immagine riprodotta da un ricevitore PAL al quale è pervenuto il precedente segnale alterato (± 70°).

cioè nella posizione in cui normalmente si trova il vettore dei giallo-verdi dato che 103° + 70° = 173°.
Supponiamo ora che il burst arrivi con la fase giusta e di conseguenza i due demodulatori demodulino secondo gli assi di demodulazione R–Y e B–Y corretti. Il vettore in arrivo, demodulato, darà però segnali R–Y e B–Y che non daranno affatto tinte rosse bensì tinte giallo-

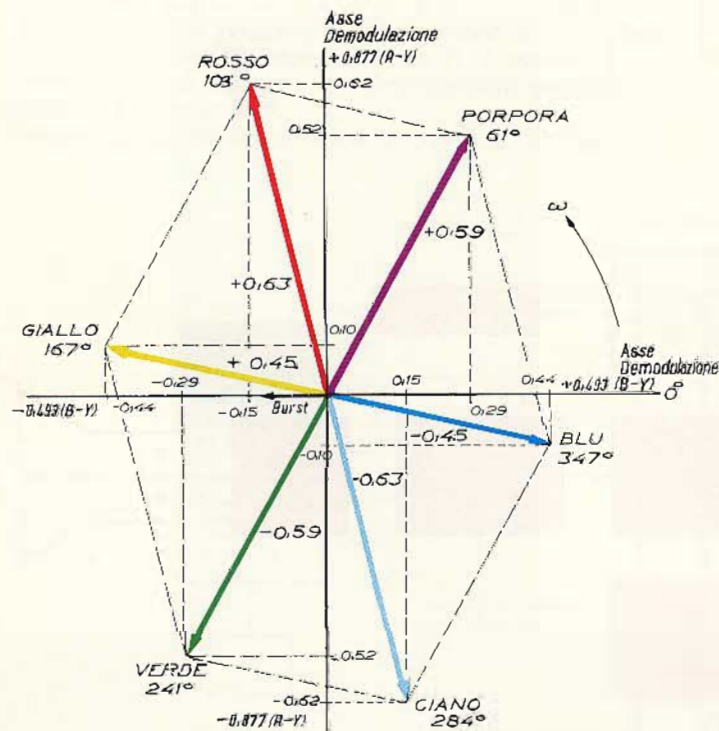



Fig. 49 - Rappresentazione vettoriale del segnale di crominanza dei colori standard. Sono indicati i valori dei segnali differenza di colore R-Y e B-Y che concorrono a formare il segnale di crominanza di ciascun colore. Il demodulatore del segnale R-Y demodula secondo l'asse R-Y, quello del segnale B-Y demodula secondo l'asse B-Y.

verdastre, ed è per questo motivo che le parti rosse dell'immagine di fig. 48 appaiono di un giallo-verdastro (fig 48 in alto a sinistra).
Nell'altro caso di fig. 48, il segnale di crominanza ha subito durante il cammino trasmettitore-ricevitore una rotazione di fase *contraria* alla precedente. Il vettore del rosso si è presentato ai due demodulatori sincroni nella posizione dove normalmente si trova il vettore del porpora (fig. 49); ed è questo il motivo per cui le parti rosse dell'immagine della figura sono ora diventate violacee. (fig. 48 in alto a destra).
Questo inconveniente è caratteristico del sistema NTSC, ed è per questo motivo che i televisori a colori americani e Giapponesi hanno una manopola in più che serve alla correzione della tinta. Questa manopola agisce sulla fase dell'oscillatore locale e tende a "riportare" il segnale di crominanza ricevuto (rappresentato in fig. 49 da vettori) nella stessa posizione di fase che aveva al momento in cui era stato irradiato, per cui i colori dell'immagine ricevuta corrisponderanno a quelli dell'immagine ripresa.
Un semplice criterio per la regolazione di detta manopola è il seguente: quando nella scena ci sono persone, si regola la manopola della tinta in maniera che la pelle del viso e delle mani abbiano un colore più naturale possibile, dopodiché saremo sicuri che i colori degli altri oggetti presenti nella scena corrisponderanno a quelli della scena ripresa.
Le cose si complicano notevolmente quando il segnale di crominanza durante il tragitto trasmettitore-ricevitore non subisce una variazione di fase *identica* per tutti i colori, ma per esempio, il vettore del rosso subisce un avanzamento di fase di 20° mentre il vettore del giallo subisce *contemporaneamente* un avanzamento di 10°, il vettore del verde di soli 5°, e così via.
Ci si rende subito conto che in questo caso la manopola della tinta non serve a nulla dato che, se si mette a posto il rosso, che richiede una variazione di 20° della fase dell'oscillatore locale, non risulta contemporaneamente messo a posto il giallo, che richiede invece una variazione di fase di soli 10°.
Abbiamo cioé una *differenziazione* nell'errore di fase.
Questo è il tallone di Achille del sistema Americano.
Quando si pensò di introdurre la televisione a colori in Europa si guardò con simpatia al sistema NTSC ma si pensò anche alla maniera di togliere ad esso l'inconveniente della *fase differenziale.* Si seguirono due strade: una portò alla soluzione SECAM di cui però non ci occuperemo, l'altra portò alla soluzione PAL che descriveremo brevemente.

Il segnale di crominanza affetto dall'errore della fase differenziale

Per prima cosa facciamo un passo indietro e vediamo qual'è la causa dell'inconveniente della fase differenziale a cui può andare incontro il segnale di crominanza durante il tragitto trasmettitore-ricevitore.

Fig. 50 - *Oscillogramma di una riga di scansione di una "scena" formata da barre di colore disposte verticalmente. I colori delle barre sono disposti secondo il valore decrescente della luminanza dei vari colori: il segnale di luminanza assumerà pertanto la forma di una scaletta. Sopra ogni gradino di questa scala si trova un segnale a 4.43 MHz, il quale variando in fase ed in ampiezza è in grado di trasportare la saturazione (variazione di ampiezza) e la tinta dei colori delle barre (variazioni di fase rispetto al segnale del burst).*

Il segnale di crominanza abbiamo visto che si trova "a cavallo" del segnale di luminanza. Mentre il segnale del burst si trova sempre ad un livello fisso rispetto al segnale di crominanza, quest'ultimo viene invece continuamente "sballottato su e giù" dal segnale di luminanza (fig. 50).
Fissiamo, per esempio, la nostra attenzione sui livelli in cui viene a trovarsi il segnale di crominanza dei colori del giallo e del blu. I livelli del segnale di luminanza di questi colori sono per l'appunto il *più basso* ed il *più alto* ammissibili.
La fig. 51 riporta questa condizione molto dettagliatamente. Si noti il livello del segnale di luminanza del blu e quello del segnale di luminanza del giallo. Sopra questi livelli si trovano le rispettive oscillazioni del segnale di crominanza di questi due colori. Nella stessa figura è riportata una curva caratteristica di un dispositivo amplificatore (transistore o valvola).

Il differente livello del segnale di luminanza di questi due colori fa sì che i segnali di crominanza di questi due colori vengano a trovarsi in due parti della curva caratteristica che presentano *pendenze diverse*. I segnali di crominanza di questi due colori subiranno quindi un differente valore di amplificazione.
Con riferimento alla fig. 51 si vede, per esempio, che il segnale di crominanza del giallo sarà meno amplificato del segnale di crominanza del verde, e così via. In queste condizioni si suol dire, che il segnale è soggetto ad un guadagno differenziale che influirà sia sull'ampiezza (ampiezza differenziale) sia sulla fase (fase differenziale) del segnale medesimo.
L'inconveniente dell'ampiezza differenziale altererà i valori di saturazione dei colori trasmessi, mentre l'inconveniente della fase differenziale altererà le tinte stesse dei colori trasmessi. Questo inconveniente è connaturato col sistema NTSC il quale, com'è noto, prevede per la riproduzione di un dato colore, il mantenimento delle condizioni di fase del burst e del segnale di crominanza lungo tutto il tragitto trasmettitore-ricevitore-cinescopio.

Questo inconveniente non è possibile eliminarlo in alcun modo. Difatti, se nel ricevitore si cerca, agendo sulla regolazione della fase del segnale di riferimento, di ottenere la fase corretta di demodulazione, supponiamo del giallo, è evidente che questo stesso valore di correzione non andrà bene per il verde che abbisognerà contemporaneamente di un valore di correzione differente, e così per gli altri colori.

I sistemi SECAM (*SE*quentiel *A'M*emoire) e PAL (*P*hase *A*lternation *L*ine) sono stati escogitati nell'intento di eliminare questo inconveniente dal sistema NTSC. Essi differiscono da quest'ultimo solo per la maniera con cui trasmettono l'informazione di crominanza, costituita dai due segnali differenza di colore R–Y e B–Y.

Fig. 51 - *Il segnale di crominanza essendo posto "a cavallo" del segnale di luminanza viene continuamente a trovarsi a livelli differenti. A causa del ristretto tratto lineare delle curve caratteristiche dei transistori (o valvole), il segnale di crominanza non può avere una amplificazione costante a tutti questi differenti livelli. Da qui la diversità di guadagno a cui sottostà il segnale di crominanza dei vari colori (guadagno differenziale). In figura, il segnale di crominanza, per esempio, del giallo risulterà meno amplificato del segnale di crominanza del blu, ed inoltre sarà leggermente distorto (amplificazione non lineare).*

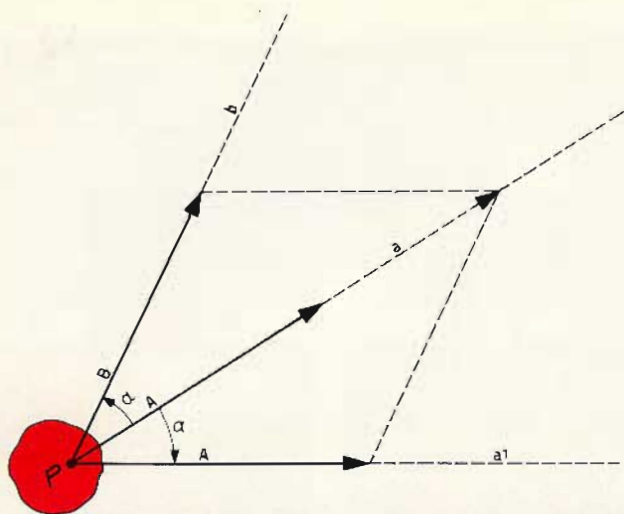



Fig. 52 - Analogia meccanica del sistema di compensazione PAL dello errore della fase differenziale del segnale di crominanza. Se per qualsiasi motivo la forza che deve spostare il corpo P *in direzione* a *agisce invece in direzione* a1, *per far muovere il corpo* P *ancora nella primitiva direzione* a, *è sufficiente applicare ad esso una seconda forza* B, *agente nella direzione* b. *(Legge del parallelogramma delle forze).*

La modifica PAL al sistema NTSC

Innanzitutto, per comprendere subito il "nocciolo" di questa modifica ricorriamo ad una analogia meccanica (fig. 52). Supponiamo che *P* sia un peso che debba essere trasportato nella direzione *a* da una forza *A*. Supponiamo ora che per un motivo qualsiasi questa forza anziché agire nella direzione *a* agisca in direzione *a1*. È evidente che volendo che il corpo *P* venga ancora trrascinato nella primitiva direzione *a* sarà necessario applicare al corpo *P* contemporaneamente una seconda forza *B*, uguale alla forza *A* che agisca in direzione *b*. Succederà allora che le due forze *A* e *B* agendo contemporaneamente nelle rispettive direzioni di *a1* e *b* faranno muovere il corpo *P* ancora nella direzione voluta, e cioé, nella direzione *a*.

Alla base della modifica PAL, il ragionamento è analogo. Si osservi la fig. 53. In questo caso il vettore *A* indica il segnale di crominanza a 4,43 MHz della riga *n* che "parte" dal trasmettitore con un angolo di fase supponiamo di 45° (porpora), fig. 53 (1). Questo segnale però, a causa degli errori di fase che possono intervenire durante il tragitto trasmettitore-ricevitore, arriva al ricevitore – fig. 53 (2) – con un angolo di fase supponiamo di 70° (errore di fase di 25°), e di conseguenza, anziché riprodurre il porpora riprodurrà la riga *n* con un colore rossastro – fig. 53 (3). – Se però facciamo in maniera che questo stesso segnale di crominanza riproduca nella riga successiva (riga *n* + *1*) ancora un colore sbagliato, questa volta però in direzione *opposta* a quello di prima (vettore *C*) – fig. 53 (4) – e cioé, riproduca la riga *n* + *1* con un colore blu, *l'occhio* dello spettatore, osservando a distanza lo schermo del cinescopio, lo vedrà ancora di colore porpora in quanto è noto che, in base alla regola della mescolazione additiva dei colori:
rosso + blu = porpora.

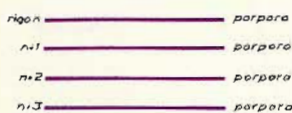
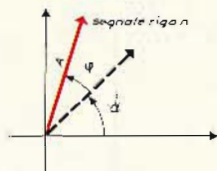
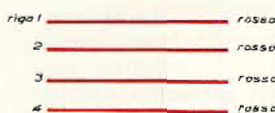
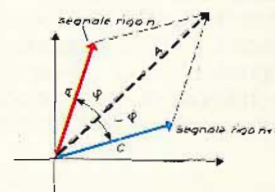



Fig. 53 - Meccanismo della compensazione PAL. Il colore ripreso è un porpora ed il relativo segnale di crominanza (circa 45°) è indicato in (1) mediante il vettore A. Strada facendo questo segnale subisce un'alterazione di fase φ di 25° (2). Un ricevitore NTSC riprodurrà quindi non un porpora ma una specie di rosso, vettore B, (3). Il meccanismo di compensazione PAL consiste nel riprodurre nella riga successiva (n + 1) ancora un colore sbagliato ma questa volta in senso contrario a quello della riga precedente, in modo da avere ora una riga blu, vettore C, (4). Alternando in questo modo un colore sbagliato ora in un senso, ora nel senso opposto rispetto a quello trasmesso e facendo la media di questi due errori, è possibile riavere il colore originariamente trasmesso (5).

Questo è il PAL semplice, e la somma o compensazione dei colori errati in senso opposto essendo fatta dall'occhio viene chiamata *compensazione ottica.*
Questo tipo di compensazione è efficace solo per errori di fase non di grande entità. A questo sistema di compensazione ottica è legato comunque l'inconveniente chiamato *effetto persiana* o *barre di Hannover,* che consiste in una struttura reticolare colorata che scorre su e giù per il quadro, e che, in pratica, disturba più dei colori sbagliati del sistema NTSC.
Ma il vero PAL, quello attualmente impiegato, effettua la compensazione dell'errore di fase *non per via ottica, ma per via elettrica,* sommando già nel ricevitore i segnali di crominanza dei due colori sbagliati in senso contrario, in modo da riottenere un segnale di crominanza con la fase primitiva.
In questo caso lo spettatore rivedrà lo schermo porpora, non in seguito alla mescolazione delle righe blu e rosso, ma perché *tutte* le righe sono di colore porpora.
Con riferimento alla fig. 53 vediamo infatti che la somma dei vettori *B* e *C* che indicano i segnali di crominanza "sbagliati" delle righe n e $n + 1$ dà per risultato un vettore avente la direzione di partenza (vettore *A*), e di conseguenza un segnale di crominanza capace di riprodurre ancora il porpora.
Per poter effettuare la compensazione dell'errore del segnale di crominanza (sia con il sistema della "somma dei segnali" nel ricevitore, sia con il sistema della "somma dei colori" nell'occhio) il PAL suppone, come il SECAM, che in un quadro normale, il colore di due righe successive, abbia la stessa tinta e che l'errore di fase si mantenga inalterato in due successive righe.
In fig. 54 abbiamo riportato un'altra efficace rappresentazione del sistema di compensazione PAL sia ottica che elettrica. In questo caso, il colore trasmesso è il giallo. Durante il tragitto trasmettitore-ricevitore il

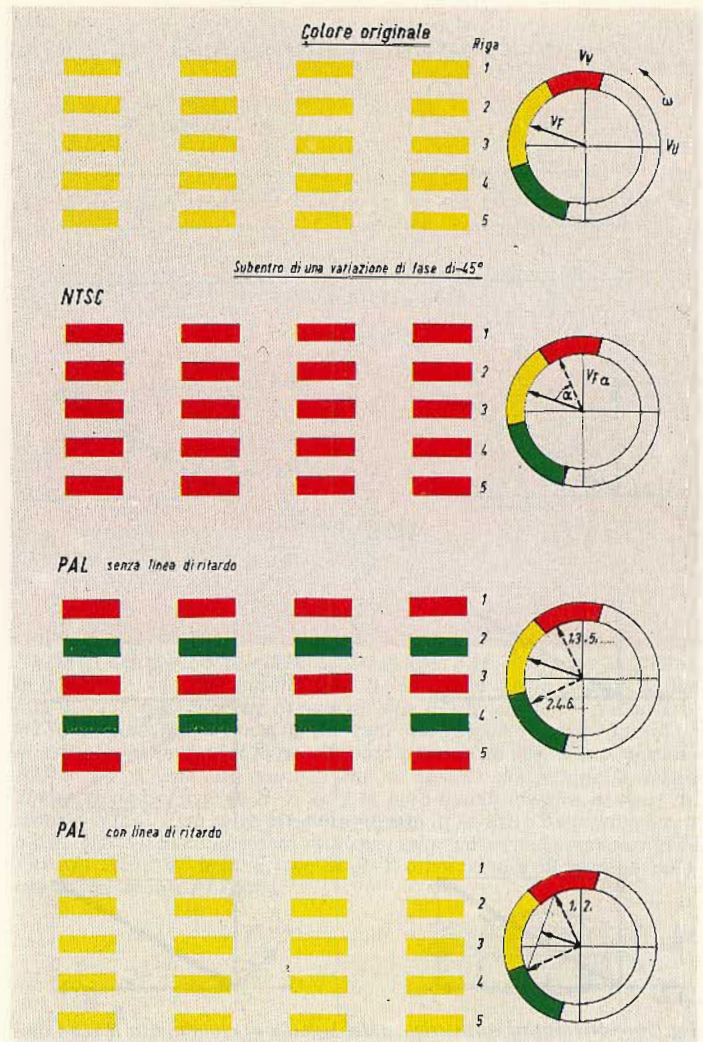



Fig. 54 - Altra rappresentazione schematica della modifica PAL al sistema NTSC per la compensazione dell'errore di fase del segnale di crominanza. Dall'alto verso il basso: il colore trasmesso è un giallo; il relativo segnale di crominanza viene alterato durante il tragitto trasmettitore-ricevitore per cui sul cinescopio appare un rosso al posto del giallo; il sistema PAL introduce ogni seconda riga un colore sbagliato in senso contrario (verde). Facendo la media ottica dei due colori che compaiono sul cinescopio (PAL semplice) si riottiene il giallo. Quest'ultimo può però essere meglio riprodotto mediante una compensazione elettrica nel qual caso tutte le righe del cinescopio saranno gialle.

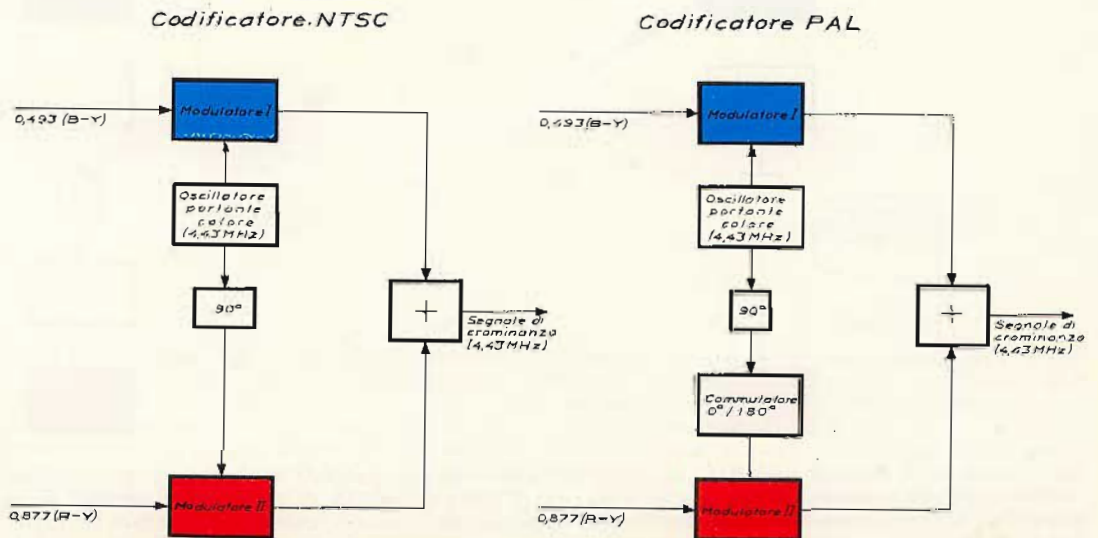



Fig. 55 - Modifica PAL al trasmettitore. In più, rispetto ad un modulatore NTSC, c'è il commutatore che provvede ad invertire la (0°/180° C) polarità della componente modulata in ampiezza da R-Y.

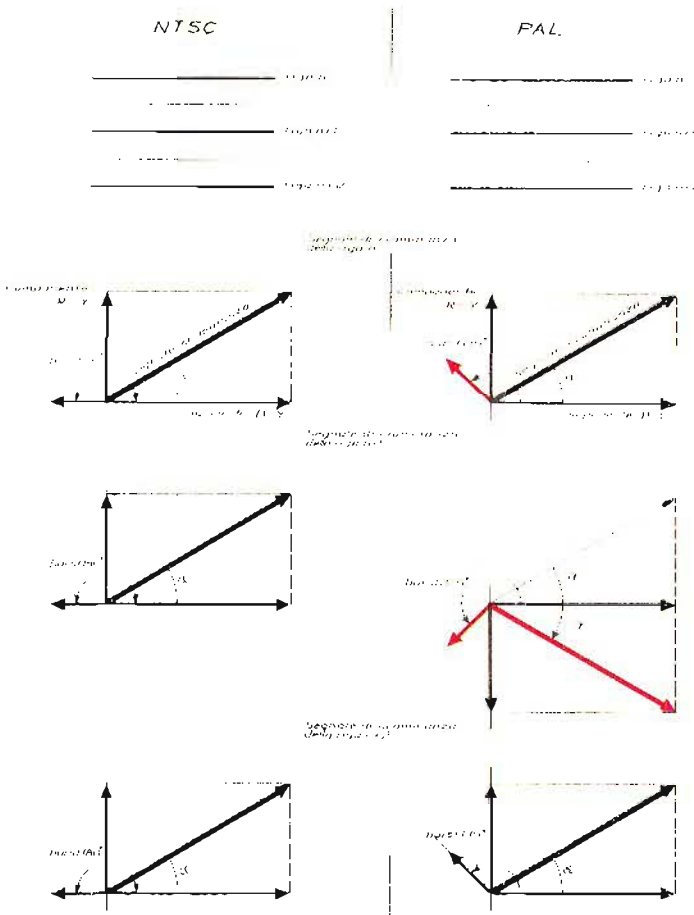



Fig. 56 - Alternanza caratteristica del segnale di crominanza PAL. Come effetto immediato dell'inversione di polarità (0°/180°) della componente in quadratura modulata da R-Y, si ha il caratteristico ribaltamento simmetrico (rispetto all'asse di modulazione B-Y) del vettore del segnale di crominanza. L'angolo del segnale della riga n è α, quello della riga n + 1 diventa - α, e così alternativamente per tutte le righe. Se il segnale della riga n + 1 non venisse riportato nella stessa posizione di fase del segnale della riga n, il ricevitore evidentemente riprodurrebbe la riga n + 1 con colore blu e non porpora.

segnale di crominanza subisce un'alterazione di fase per cui il colore ricevuto diventa un rosso. La modifica PAL produce nelle righe alterne 2 ... 4 un colore sbagliato in senso contrario (verde).
Lo schermo del cinescopio a righe alternate rosse/verdi apparirà, per mescolazione additiva, ancora giallo (PAL semplice); viceversa tutte le righe saranno gialle nel caso in cui la compensazione (o media) venga effettuata direttamente sui segnali di crominanza di due righe successive nel tempo.

Realizzazione pratica del sistema PAL

Per poter effettuare la compensazione dell'errore di fase sia attraverso la *somma o media elettrica dei segnali*, sia attraverso la *somma ottica dei colori* di due righe successive, il sistema PAL prevede le seguenti modifiche al sistema NTSC (figura 55).

Trasmettitore:

La componente in quadratura a 4,43 MHz prima di essere modulata in ampiezza dal segnale differenza di colore R-Y, subisce *di riga in riga* un cambiamento di polarità (ciò significa una rotazione di fase da 0° a 180° di riga in riga). La modifica PAL al trasmettitore è indicata in fig. 55. Come risulta da questa figura, l'unico elemento in più rispetto ad un modulatore NTSC è il *commutatore* per l'inversione di riga in riga della polarità (0°/180°) della componente a 4,43 MHz modulata da R-Y.

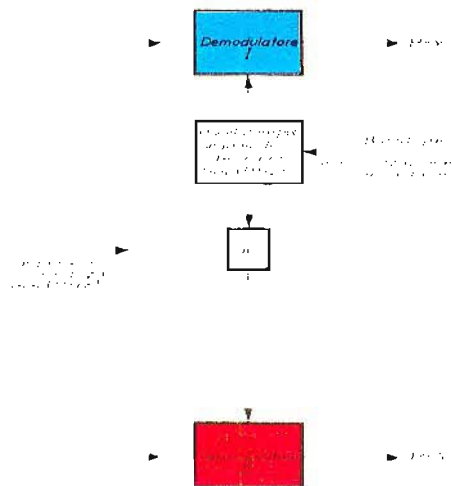
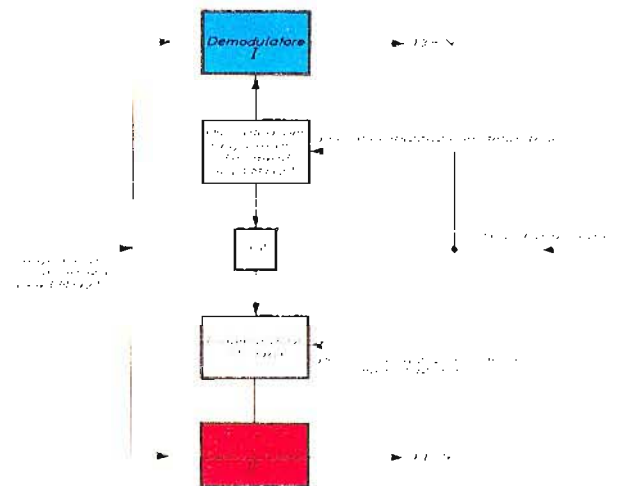



Fig. 57 (a destra) Decodificatore PAL. Nel ricevitore occorre ribaltare il segnale di crominanza della riga con modulazione PAL. Questo ribaltamento si effettua invertendo di riga in riga la polarità (0°/180°) del segnale di riferimento iniettato nel demodulatore del segnale differenza di colore R-Y. Questo commutatore è sincronizzato da un particolare segnale di identificazione incluso nel burst. A sinistra è indicato un normale decodificatore NTSC.

Fig. 58 (A destra) - Segnale del burst nel sistema PAL. Si chiama "alternato" in quanto in una riga ha una fase di 135° ed in quella successiva una fase di 225°, naturalmente rispetto all'asse di riferimento 0°. Nel sistema NTSC (a sinistra), il burst ha per tutte le righe un valore di fase fisso di 180°. Scomponendo il burst alternato secondo gli assi di modulazione R-Y e B-Y si vede che esso contiene un segnale che in tutte le righe è diretto secondo l'asse di B-Y, ed è in tutto quindi identico al burst del sistema NTSC. Esso serve per sincronizzare la fase dell'oscillatore locale a 4,43 MHz. Il burst alternato contiene inoltre un secondo segnale diretto secondo l'asse di modulazione di R-Y e che risulta di opposta polarità di riga in riga (0°/180°).

L'inversione di polarità di riga in riga di questa componente in quadratura fa sì che il vettore del segnale di crominanza (ottenuto sommando ad essa la componente in quadratura modulata da B–Y) risulti *ribaltato simmetricamente di riga in riga* rispetto all'asse di modulazione di B–Y (fig. 56).

Ricevitore:

È evidente che un ricevitore NTSC che ricevesse un segnale con la modifica PAL riprodurrebbe ogni seconda riga un colore diverso da quello ripreso, in quanto, supponendo che venga ripreso un porpora, tale colore verrebbe trasmesso con un segnale di crominanza con la fase corretta nella riga *n* ma verrebbe trasmesso con la fase sbagliata nella riga *n + 1*, in quanto il segnale di crominanza trasmesso in questa riga, al ricevitore dà un blu e non un porpora (fig. 49).
È necessario quindi che il ricevitore riporti il segnale di crominanza della riga *n + 1*, nella stessa posizione

Fig. 59 - Meccanismo di funzionamento della modifica PAL in presenza di un segnale di crominanza che arriva al ricevitore con un errore di fase φ di 25°. Il colore ripreso è un porpora (α), e in (a1) è indicato mediante il vettore A il segnale di crominanza della riga n. In (b1) si vede il segnale di crominanza ribaltato trasmesso nella riga successiva, n + 1; in (a2) il segnale della riga n arriva al ricevitore con un errore di fase φ = 25°. Anziché avere la riga n il colore porpora, questa sarà rossastra (a3). In (b2) si nota che anche il segnale della riga n + 1 (riga PAL) è affetto dall'errore di fase; abbiamo infatti -α + φ. Il commutatore del ricevitore PAL ribalta il segnale di questa riga (b3) per cui il segnale ricevuto ha la fase α - φ; il colore della riga n + 1 sarà pertanto blu. La somma ottica dei colori rosso e blu delle righe n e n + 1 (c) darà allo spettatore l'impressione di vedere il colore porpora originariamente trasmesso (ricevitore PAL semplice). Se anziché la somma dei colori sbagliati in senso contrario si fa la somma elettrica (o media elettrica) dei segnali di questi due colori sbagliati (naturalmente con l'aiuto di una linea di ritardo), la compensazione sarà perfetta e non affidata alle proprietà mescolatrici dell'occhio (PAL con linea di ritardo).

di fase del segnale di crominanza della riga precedente (riga *n*); ciò significa che il vettore di questo segnale dovrà essere *ribaltato in senso contrario* al ribaltamento avvenuto al trasmettitore. A ciò provvede un *commutatore* che inverte di polarità (0°/180°) nella riga *n + 1*, il segnale di riferimento (o portante rigenerata) iniettato nel demodulatore del segnale R–Y (fig. 57).
Chi ci assicura però che questo commutatore ribalti solo il segnale di crominanza affetto dalla modifica PAL?
Un particolare segnale di sincronismo, chiamato *segnale di identificazione* il quale provvede ad identificare il segnale di crominanza della riga PAL. Questo segnale è "incorporato" nel segnale del burst. Nel sistema PAL, infatti, il segnale del burst ha fase con valore diverso di riga in riga, a differenza del sistema NTSC, nel quale tale segnale è a fase fissa (fig. 58).
Scomponendo infatti il vettore del burst alternato in due altri vettori in quadratura di fase si vede che un vettore mantiene per tutte le righe una fase fissa.
Il segnale rappresentato da questo vettore corrisponde in tutto al segnale del burst NTSC e viene pertanto usato per sincronizzare la fase dell'oscillatore locale a 4,43 MHz. L'altro vettore corrisponde ad un segnale che varia la sua fase da 0° a 180° di riga in riga e viene usato per sincronizzare il commutatore, come sopra detto. Questo secondo segnale costituisce pertanto il segnale di identificazione di cui abbiamo parlato in precedenza.

La modifica PAL di fronte ad un segnale di crominanza con errore di fase

A questo punto sorge un legittimo dubbio: se al ricevitore viene per così dire annullato il ribaltamento effettuato al trasmettitore, a cosa è servito farlo al trasmettitore?
Dobbiamo ricordarci però che la modifica PAL è stata introdotta per annullare l'errore di fase del segnale di crominanza; essa cioè mostra la sua validità solo in presenza di *segnali di crominanza affetti da errore di fase.*
In questi casi ecco come si svolgono le cose:
Teniamo sott'occhio la fig. 59. Il vettore *A* indica il segnale di crominanza trasmesso durante la riga *n* (riga con modulazione NTSC). L'angolo di fase (α) rispetto all'asse di riferimento è + 45°, e di conseguenza il colore trasmesso è il porpora; (a1) in fig. 59. Nella riga successiva *(n + 1)* abbiamo visto che viene trasmesso un segnale di crominanza ribaltato rispetto allo stesso asse, facente cioè con esso un angolo – α, e cioè – 45° (riga con mudulazione PAL); (b1), fig. 59.
Se durante il tragitto trasmettitore-ricevitore intervengono fattori che fanno arrivare al ricevitore il segnale di crominanza non con un angolo α di + 45° ma con un errore di fase + φ, supponiamo di 25°, (a2), allora il colore di questa riga non sarà più porpora ma rossastro dato che 45° + 25 da 70° e un segnale di crominanza con questo angolo di fase riproduce un rosso e non il porpora (a3).
Evidentemente, l'errore di fase sarà presente anche nel segnale di crominanza della riga successiva (riga con modulazione PAL). Al ricevitore perverrà quindi in questa seconda riga un segnale con angolo di fase – α + φ e cioé – 45° + 25°, e cioé, – 20° (b2). (Da ricordare che l'errore di fase ha la stessa polarità nelle due righe successive). Abbiamo visto però che il ricevitore PAL è munito di un commutatore che ribalta il segnale della riga *n + 1* (riga PAL) rispetto all'asse di riferimento; pertanto, il segnale di crominanza della riga *n + 1*, avrà al ricevitore la fase di + 20° (b3).
A questo punto notiamo che per la riga *n* il ricevitore dispone di un segnale di crominanza con angolo di fase di 70°, e quindi riproduce *un rosso* al posto del porpora, mentre per la riga *n + 1*, esso dispone di un segnale di crominanza con angolo di fase di + 20°, e di conseguenza riprodurrà *un blu.*
Ci troviamo quindi di fronte al principio della compensazione PAL, in quanto abbiamo riprodotto su due righe successive due colori (o segnali) sbagliati

Fig. 60 - Sistema per poter disporre contemporaneamente dei segnali di crominanza della riga n *e della riga* n + 1 *(che arriva 64* μs *dopo). Il segnale di crominanza della riga* n + 1 *quando arriva sul punto B "trova" sul punto A il segnale di crominanza della riga precedentemente trasmessa (riga n).*

Fig. 61 - Circuito pratico della linea di ritardo. Il segnale di crominanza della riga n *(segnale ritardato) quando esce dalla linea di ritardo viene sommato contemporaneamente sia con il segnale di crominanza della riga* n + 1 *nello stadio somma 1 (in alto nella figura) sia con lo stesso segnale ma invertito di fase, nello stadio somma 2 (in basso nella figura). All'uscita dello stadio somma 1 ritroviamo la componente a 4,43 MHz che trasporta il segnale B–Y; all'uscita dello stadio somma 2 troviamo invece la altra componente a 4,43 MHz (in quadratura con la prima) che trasporta il segnale R–Y, e che presenta la caratteristica alternanza PAL.*

in senso contrario ma che attraverso la loro somma (ottica dei colori, oppure elettrica dei segnali) ci permetteranno di riottenere l'originale colore trasmesso.

Compensazione elettrica

I vantaggi della modifica PAL risultano evidenti qualora al posto della somma *ottica* dei colori sbagliati in senso contrario nelle due righe contigue (PAL semplice), si effettui la somma o media *elettrica* dei segnali di crominanza delle due summenzionate righe (PAL con linea di ritardo). Nasce allora il problema di poter disporre *contemporaneamente* di due segnali di crominanza che in realtà arrivano al ricevitore *uno dopo l'altro* con una differenza di tempo di 64 μs (che poi non è altro che il tempo di durata di una riga di scansione).
Per realizzare la presenza *contemporanea* si fa percorrere al segnale di crominanza *due strade* (vedi figura 60) in una delle quali si inserisce un dispositivo, per attraversare il quale, il segnale di crominanza impiega esattamente 64 μs (segnale ritardato). In questa maniera sarà possibile disporre sui terminali *A* e *B* del circuito di fig. 60 *contemporaneamente* i segnali di crominanza delle due righe *n* e *n + 1* per poterli sommare (fare cioé la media elettrica), e ottenere un segnale di crominanza esente da errore di fase come indicato nella fig. 59 (c).
Il dispositivo, per attraversare il quale il segnale impiega 64 μs si chiama *linea di ritardo,* e il circuito in cui è inserito, *circuito della linea di ritardo.*
Nella figura 59 (c) si nota che il segnale di

Fig. 62 - *Dimostrazione mediante vettori che il segnale di crominanza PAL viene scisso dal circuito della linea di ritardo nelle sue componenti a 4,43 MHz rispettivamente R–Y e B–Y. La componente R–Y presenta la caratteristica alternanza di fase PAL. (Si tenga presente che le componenti dei segnali di crominanza in opposizione di fase (e cioè i vettori a 180°) si elidono in quanto uguali e di segno contrario).*

crominanza-somma risultante ha un'ampiezza doppia di quello originale. Mediante un circuito della linea di ritardo più completo, tale ampiezza viene dimezzata ed il segnale di crominanza risultante è, come risulta sempre dalla fig. 59 (c), leggermente inferiore a quello originariamente trasmesso.
La conclusione è che facendo la *media elettrica* dei segnali di crominanza delle righe *n* e *n + 1* (resa possibile dalla linea di ritardo) si ottiene una perfetta compensazione dell'errore di fase, e di conseguenza la riproduzione perfetta della tinta trasmessa, a spese però di una *diminuzione dell'ampiezza* del segnale di crominanza: diminuzione di ampiezza che non significa altro che una leggera *desaturazione* della tinta, che in pratica non viene avvertita.
Nel circuito pratico della linea di ritardo riportato in figura 61, si notano i due stadi sommatori nei quali vengono sommati i segnali di crominanza *ritardato* e *non ritardato*. Uno dei segnali di crominanza non ritardato prima di essere sommato subisce una rotazione di 180°.
Il circuito di fig. 61 e la rotazione di fase di 180° a cui è sottoposto uno dei segnali di crominanza *non ritardato* prima di essere sommato al segnale *ritardato,* consentono di ottenere un effetto caratteristico del sistema PAL. Succede cioé che all'uscita dello stadio somma 1 (in alto, nella figura 61) troviamo solo la componente a 4,43 MHz che trasporta il segnale B–Y mentre all'uscita dello stadio somma 2 (in basso nella fig. 61) ritroviamo l'altra componente a 4,43 MHz, in quadratura con la prima, che trasporta il segnale differenza di colore R–Y, la quale ha, come al trasmettitore, la sua fase invertita di 180° di riga in riga.
In fig. 62 questo interessante comportamento del circuito di ritardo PAL è illustrato mediante vettori. Qui si vede infatti che mentre all'uscita dello stadio somma 1 è sempre presente il segnale B–Y a 4,43 MHz, all'uscita dello stadio somma 2 è presente il segnale R–Y a 4,43 MHz che presenta la caratteristica alternanza di 180° di riga in riga come previsto.
Il circuito della linea di ritardo quindi mentre fa *la media elettrica* dei segnali diretto e ritardato effettua contemporaneamente anche *la scissione* del segnale di crominanza in quelle componenti che lo avevano formato al trasmettitore. Questo è un notevole vantaggio in quanto già a questo punto abbiamo una netta separazione dei segnali R–Y e B–Y. Naturalmente, in questi punti, questi segnali si trovano sottoforma di bande laterali di una portante a 4,43 MHz soppressa. Saremo però sicuri che al demodulatore, per esempio, del segnale B–Y verranno applicate solo le bande laterali a 4,43 MHz contenenti B–Y, a differenza dell'NTSC dove a ciascun demodulatore abbiamo visto che viene applicato il segnale di crominanza *completo,* e cioé, contenente sia le bande laterali di R–Y e che quelle di B–Y.
Pertanto, il grande vantaggio offerto dal circuito della linea di ritardo oltre a quello di fare la media elettrica dei segnali è proprio questo: *separazione netta delle componenti R–Y e B–Y a 4,43 MHz* che formano il segnale di crominanza.
Per ricavare da queste due componenti a 4,43 MHz in quadratura di fase i due segnali differenza di colore R–Y e B–Y (diciamo, in bassa frequenza) non serve un diodo raddrizzatore, ma un demodulatore particolare che preveda l'aggiunta delle rispettive portanti anch'esse in quadratura, che, come abbiamo visto, sono state soppresse in trasmissione.
In pratica vengono impiegati due demodulatori *sincroni* come quelli usati nei ricevitori NTSC, con la particolarità però che, in questo caso, una eventuale variazione di fase delle portanti aggiunte (errore di fase) non si tradurrà in una alterazione della tinta, bensì in un'alterazione della saturazione.
In fig. 63 è riportato schematicamente il circuito della linea di ritardo, completato dai due demodulatori sincroni. In quest'ultimi vengono iniettati i due segnali di riferimento in quadratura di fase (le cosiddette

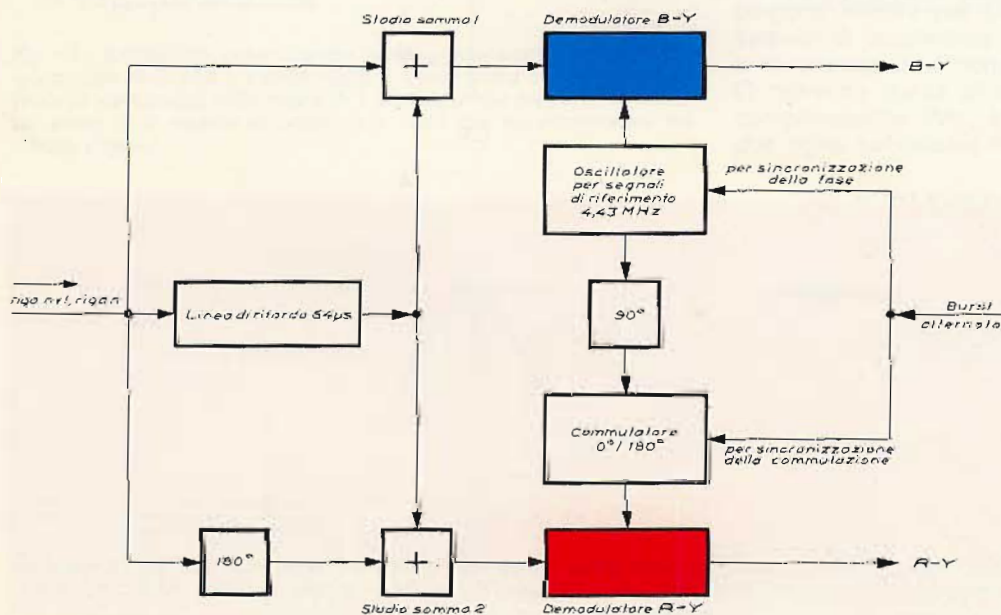



Fig. 63 - Schema a blocchi completo di un decodificatore PAL. Le due componenti a 4,43 MHz separate e in quadratura di fase tra loro, che trasportano nella loro modulazione di ampiezza i segnali differenza di colore R–Y e B–Y, vengono applicate a due demodulatori sincroni che riinseriscono le portanti in quadratura (segnali di riferimento) soppresse in trasmissione, e permettono quindi di riottenere i segnali differenza di colore R–Y e B–Y. L'inversione di fase del segnale della riga PAL viene tolta dal commutatore comandato dal segnale di identificazione. Una variazione di fase del segnale di riferimento influisce contemporaneamente sull'ampiezza dei due segnali differenza di colore, e di conseguenza una tale variazione influirà solo sulla saturazione dei colori trasmessi.

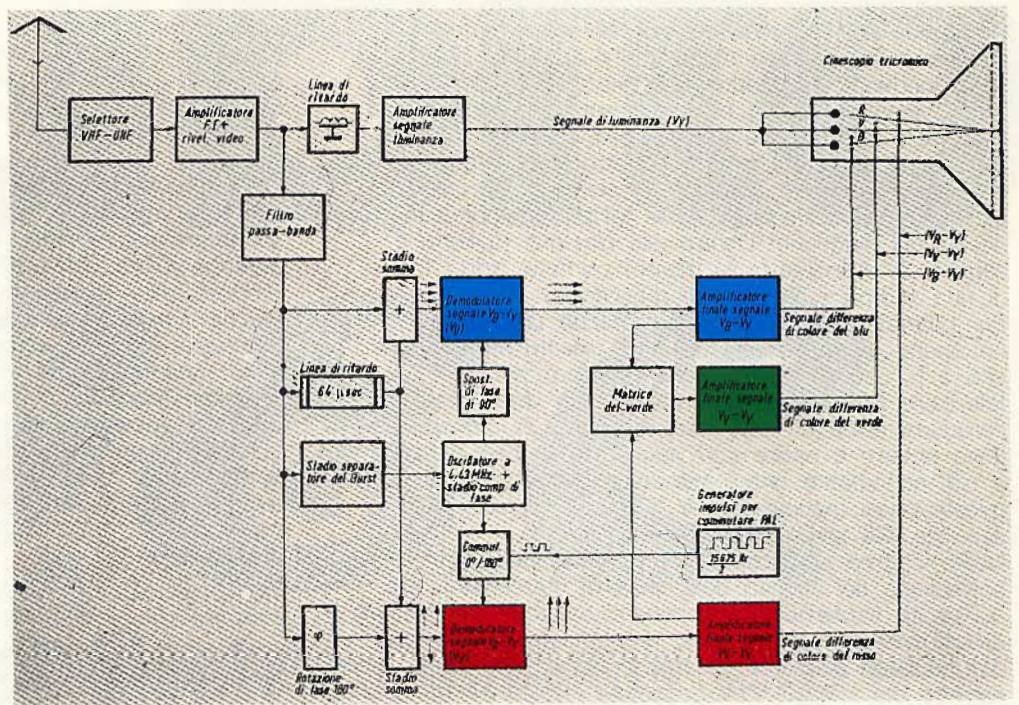



Fig. 64 - Schema a blocchi di un ricevitore a colori PAL.

portanti soppresse). Il segnale di riferimento iniettato nel demodulatore del segnale R–Y viene invertito di fase (0°/180°) di riga in riga, per i motivi già detti, da un commutatore. Quest'ultimo è comandato da un segnale di identificazione contenuto nel burst alternato. In questa maniera si è sicuri che l'inversione di fase avverrà solo per il segnale di crominanza della riga PAL.

Schema essenziale di funzionamento di un ricevitore PAL

Vediamo un po' ora di riassumere tutto quello che siamo venuti esponendo facendo riferimento allo schema di principio di un ricevitore PAL.
Fino al ricevitore video, in forza del principio della compatibilità, il ricevitore a colori PAL sarà in linea di massima identico ad un ricevitore in bianco e nero. Le eventuali differenze verranno esaminate quando prenderemo in esame un televisore a colori di quelli attualmente in commercio.
Dopo il rivelatore video ritroviamo il segnale video completo, il quale, attraversata una linea di ritardo, (da non confondere con la linea di ritardo PAL), viene successivamente amplificato da un normale amplificatore video e viene infine applicato con segno negativo ai tre catodi del cinescopio. Questo è il cosiddetto *canale del segnale* di luminanza.
Quello in basso in figura è invece il *canale del segnale di crominanza* che è un pò più complesso rispetto al primo. Dentro al canale del segnale di luminanza ci passa un normale segnale video (0 ... 4,5 MHz). Questo canale dovrà pertanto avere una larghezza di banda di circa 5 MHz. Esso infatti deve trasportare la luminanza, e la luminanza, noi sappiamo, trasporta il dettaglio dell'immagine.
Dentro tutti gli stadi in basso dello schema a blocchi deve passare solo il *segnale di crominanza.*
Tutto questo canale, dovendo trasportare il solo segnale di crominanza, avrà una banda stretta (circa 1,2 MHz) dato che il nostro occhio non è tanto sensibile al dettaglio colorato.
Tutta la sezione in basso in figura (linea di ritardo, demodulatori sincroni), serve ad estrarre i due segnali differenza di colore R–Y e B–Y dal segnale di crominanza a 4,43 MHz. Da questo punto in avanti abbiamo la matrice del verde che, come sappiamo, formerà con il concorso di R–Y e B–Y, il terzo segnale differenza di colore, e cioé quello del verde V–Y.
Seguono gli stadi amplificatori di questi segnali, i quali ottenuto il livello giusto vengono applicati alle tre griglie controllo del cinescopio. Qui, il segnale di luminanza applicato contemporaneamente ai tre catodi e i tre segnali differenza di colore applicati alle tre griglie controllo, ci ridaranno i tre segnali dei colori primari R, V e B necessari al funzionamento del cinescopio.
Siccome il canale della crominanza ha una banda passante più stretta di quella del canale della luminanza, il segnale di crominanza impiegherà più tempo ad attraversarlo. Succederebbe allora che il segnale di luminanza arriverebbe sui catodi del cinescopio *un po' prima* dei tre segnali differenza di colore. Perché il cinescopio ci ridia i segnali R, V e B è necessario che le tensioni del segnale di luminanza e quelle dei segnali di crominanza agiscano *contemporaneamente* sugli elettrodi dei rispettivi cannoni. È necessario quindi che il segnale di luminanza venga *un po'ritardato,* e questo è appunto quello che fa la linea di ritardo inserita nel canale della luminanza. Questa linea di ritardo deve ritardare il segnale di luminanza di soli *0,8* μs circa. La linea di ritardo PAL invece, e cioé quella che consente di fare la media elettrica dei segnali di crominanza di due righe successive nel tempo, deve ritardare i segnali di un tempo molto più lungo, e precisamente di *64* μs.
La linea di ritardo della luminanza è fatta di semplice filo di rame avvolto per una lunghezza di 10 - 15 cm circa. Se si dovesse usare per ritardare il segnale di crominanza, una linea fatta con filo avvolto, dato il tempo di ritardo molto più lungo, essa dovrebbe assumere proporzioni notevoli.
Per effettuare quindi il ritardo di 64 μs del segnale di crominanza si è ricorsi ad un geniale artificio.

Sfruttando l'effetto piezoelettrico di alcuni materiali si trasforma l'oscillazione elettrica a 4,43 MHz in una corrispondente oscillazione meccanica, la quale viene fatta "viaggiare" in un blocco di vetro seguendo percorsi a zig-zag fino a che siano trascorsi 64 μs. Dopodiché si sfrutta ancora l'effetto piezoelettrico, questa volta però in senso contrario, e cioé per ricavare da oscillazioni meccaniche a 4,43 MHz, corrispondenti oscillazioni elettriche. Dentro alla piastrina di vetro il segnale di crominanza si troverà pertanto sotto forma di una semplice oscillazione meccanica!
Per quanto sopra detto si comprende con quale precisione dovrà essere realizzato questo componente che è il "cuore" della sezione crominanza di un televisore PAL. La linea di ritardo non deve infatti introdurre errori di fase, anzi il segnale di crominanza deve entrare e uscire con valori di fase ben definiti, e ciò, nonostante che il mezzo in cui si propagano queste onde meccaniche, e cioé il vetro, sia molto sensibile alle variazioni della temperatura.
Nello schema a blocchi notiamo gli stadi somma e sottrazione del circuito della linea di ritardo PAL alla cui uscita troviamo le componenti separate del segnale di crominanza, che vengono demodulate dai rispettivi demodulatori sincroni. Notiamo il blocco nel quale viene estratto dal segnale di crominanza il burst alternato che, come sappiamo, provvede a sincronizzare sia l'oscillatore che fornisce le due componenti da iniettare nei due demodulatori sincroni sia il commutatore PAL in maniera che commuti di 180° la portante rigenerata iniettata nel demodulatore R–Y solo quando viene applicato ad esso il segnale della riga PAL.
Naturalmente, queste sono le funzioni essenziali che deve compiere un televisore PAL. Possiamo aggiungere che in tutti i ricevitori esiste un sistema che blocca l'ingresso del canale di crominanza tutte le volte che col ricevitore a colori si vuole ricevere un'emittente in bianco e nero. Se questo canale rimanesse aperto, qualche segnale spurio potrebbbe sempre apparire sugli elettrodi del cinescopio ed allora vedremmo puntini di colore disturbanti sull'immagine in bianco e nero. Questo dispositivo gli americani l'hanno chiamato "killer" che vuol dire "uccisore", del colore naturalmente.
Un televisore a colori deve infine possedere un insieme di altri circuiti incaricati di far funzionare correttamente il cinescopio. Sono i circuiti di convergenza statica e dinamica, i circuiti di smagnetizzazione, i circuiti che provvedono alla resa perfetta della scala dei grigi ed altri ancora sui quali ci intratteremo quando illustreremo in dettaglio un moderno televisore a colori.

Questa rapida panoramica che, in quattro articoli, abbiamo voluto dare della televisione a colori, non soddisferà naturalmente il lettore più esigente, che avrebbe voluto una trattazione più completa dei singoli problemi. Non ci può però rimproverare questa lacuna perché il nostro vero lavoro comincia dalla fine *di questa puntata e riguarda, come sempre sottolineato, il funzionamento e la messa a punto di un moderno televisore a colori.*
Ad ogni, modo qui di seguito, riportiamo i titoli dei volumi, nei quali a nostro parere, tutto ciò che riguarda la televisione a colori si trova, chiaramente ed esaurientemente illustrato.

BIBLIOGRAFIA

BRUCH W., *Das PAL Farbfernsehübertragungsverfahren. Rundfunktechische Mitteilungen, 10 - 1966 - n. 1, pagg. 1 - 11.*

BRUCH W., *Selected circuits for PAL decoders. Telefunken Ztg., Special edition. June 1966.*

BRUCH W., *Some recent developments in the PAL colour television sistem. Telefunken Ztg., Special Edition, June 1966.*

BRUCH W., *The PAL colour television system. Basic principles of modulation and demodulation. NTZ Communications Journal, vol. 3, 1964 n. 6, pagg. 255 - 268.*

CARNT P.S! - TOWNSEND G.B., *Colour television: The NTSC principles and practice. Iliffe books, London 1961.*

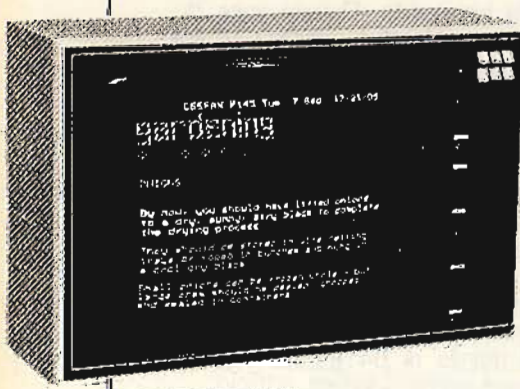
FINK D.G., *Television Engineering Handbook. Mc Graw-Hill Book Company, New York 1957.*

WENTWORTH J.W., *Colour Television Engineering. Mc Graw-Hill, New York 1955*

Antonino La ROSA - *Principi di TV a colori - ERI (tre volumi).*

W. HARTWIG - *Introduzione alla televisione a colori Vol. I - CELI, Bologna*

W. HARTWIG - *Riparazione dei televisori a colori - CELI, Bologna.*

LA PHILIPS-ELCOMA STA PREPARANDO I CIRCUITI INTEGRATI L.S.I. PER LA REALIZZAZIONE DEI SISTEMI TELETEX E VIEW-DATA

In un futuro non lontano, tante informazioni di carattere pratico-economico che attualmente vengono chieste per telefono o lette sui giornali, potranno comparire sullo schermo del televisore domestico semplicemente azionando un'apposita tastiera incorporata nel televisore medesimo. Un teleutente che voglia, per esempio, conoscere i prezzi della verdura di un supermercato, potrà interrompere, in qualsiasi momento, la trasmissione televisiva che sta vedendo e far comparire sullo schermo del suo televisore l'informazione richiesta come indicato in figura. Ciò è quello che consentono di fare i due nuovi sistemi noti come Teletex *e* View-Data. *Il sistema* Teletex *sfrutta per la trasmissione della suddetta informazione i normali canali TV. Il contenuto video dei canali TV standard non viene disturbato in quanto il sistema* Teletex *trasmette i suoi segnali durante il tempo di ritorno della scansione verticale. Questi segnali, a differenza del normale segnale video (segnale analogico) sono di natura digitale. Il sistema* View-Data *ottiene lo stesso risultato sfruttando le normali linee telefoniche. Su questi due interessanti sistemi di trasmissione di informazioni alfanumeriche impieganti come terminale il normale ricevitore TV è stata tenuta a* Sorrento *in* Settembre *dello scorso anno, una tavola rotonda organizzata dalla* A.E.I. *alla quale hanno partecipato anche ricercatori dei Laboratori della Philips-Elcoma. Di questi due sistemi vennero dati in quella occasione convincenti dimostrazioni. Vennero usati infatti normali ripetitori RAI, nonché un collegamento telefonico addirittura con Londra. Le apparecchiature usate erano state realizzate nei Laboratori di ricerca della Philips-Elcoma. Quest'ultima sta attualmente sviluppando una famiglia di circuiti integrati* L.S.I. *(Large Scale Integration), particolarmente adatti per la realizzazione, su scala industriale, di questi due sistemi.*

INTERFERENZE E RADIODISTURBI: tecniche per eliminarli e lo spread spectrum

prima parte di Piero SOATI

Quello delle interferenze e dei radiodisturbi è uno dei problemi che assilla maggiormente gli operatori, che svolgono la loro attività professionale nel campo delle radiocomunicazioni, e i tecnici che sovente sono chiamati a fare tutto quanto è loro possibile per attenuarne gli effetti sempre dannosi per qualsiasi genere di servizio, sia esso commerciale o di radiodiffusione.

Si definiscono come interferenze quei disturbi dovuti alla presenza di una o più emissioni che irradiano sulla stessa frequenza, o su frequenze viciniori, a quella della stazione che si desidera ricevere, e che possono essere suddivise in **frequenze reali, interferenze immaginarie** e **radiorumori**.

LE INTERFERENZE IN GENERALE

Si dice che una **interferenza è reale** quando, come si è detto, è provocata da trasmettitori che impiegano lo stesso canale della stazione disturbata e che pertanto si manifesta indipendentemente dalle caratteristiche di selettività e di sensibilità del ricevitore, regolato per le condizioni normali di lavoro, mentre si definisce come **interferenza immaginaria** quel disturbo che ha origine nei vari stadi che costituiscono il ricevitore stesso.

Le interferenze reali oltre che dall'onda fondamentale possono essere provocate da onde di combinazione, da armoniche, da onde spurie da effetti di transmodulazione, quando essi avvengano nello spazio.

Qualsiasi genere di interferenze si manifesta, in linea di massima, sotto forma di fischi più o meno acuti a seconda della differenza di frequenza che esiste fra le due emissioni.

Detto ciò è evidente come il tecnico di fronte ad un caso di questo tipo debba stabilire, in primo luogo, se i fischi che si sentono in un ricevitore siano di natura estrinseca od intrinseca al ricevitore stesso. Nei paragrafi e negli articoli che seguiranno ne spiegheremo il procedimento da seguire.

INTERFERENZE REALI

Due onde elettromagnetiche, di qualsiasi lunghezza, che abbiano delle frequenze molto vicine fra loro, provocano un battimento la cui frequenza corrisponde alla differenza fra le due frequenze.

Se per esempio ad un radioricevitore arrivano contemporaneamente due emissioni aventi una la frequenza di 21501 kHz, l'altra di 21499 kHz, esse daranno luogo ad un battimento, cioè ad un fischio di interferenza, che disturberà la ricezione di 2 kHz; infatti

$$21501 - 21499 = 2 \text{ kHz}.$$

Non ci dilunghiamo sul come un fenomeno del genere si possa verificare perché ciò è trattato ampiamente in qualsiasi manuale di fisica.

I battimenti che interessano i radioteleriparatori in genere sono quelli che hanno frequenza piuttosto bassa, comunque non superiore ai 9 kHz.

Infatti i ricevitori a modulazione di ampiezza sono concepiti in modo da consentire la ricezione di uno spettro di banda alquanto ristretto che non supera i 4500 Hz; d'altra parte frequenze superiori non sono fonte di disturbo per l'orecchio umano.

Il battimento a cui danno origine due emissioni radio, che si effettuino sullo stesso canale di trasmissione, presenta delle caratteristiche tali che ne consente la rapida individuazione, rispetto ad una interferenza immaginaria, ad orecchio. Infatti tale battimento ha la particolarità di **restare costante**

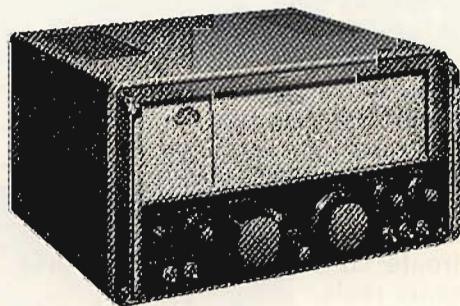



Fig. 1 - Questo ricevitore della EDDYSTONE, per la gamma 300 kHz ÷ 20 MHz, dispone dei tre seguenti filtri: 1°, larghezza di banda 400 Hz per telegrafia, 2°, larghezza di banda 1500 Hz per telegrafia e telefonia disturbata, 3° per la massima larghezza di banda a 6 kHz. E' altresì presente un eventuale filtro audio a 100 Hz.

in frequenza, pur variando leggermente di intensità, quando si effettuano dei piccoli spostamenti di sintonia.

E' questa dunque una particolarità di grande importanza poiché consente di stabilire immediatamente se un'interferenza è dovuta a cause esterne od a cause interne del ricevitore.

Per rendere più comprensibile il fenomeno ci spieghiamo con un esempio, riferendoci ovviamente ad un ricevitore del tipo supereterodina.

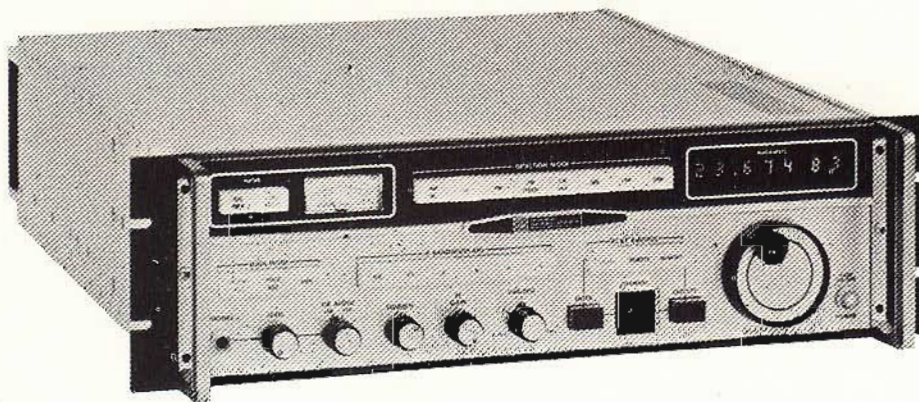



Fig. 2 - Questo ricevitore altamente professionale della Watkins-Johnson, per la gamma 500 kHz ÷ 30 MHz, possiede i seguenti filtri inseribili tramite commutatore: 0.2, 0.5, 1, 2, 3, 4, 6, 8, 12 e 16 kHz.

Ammettiamo di aver sintonizzato il ricevitore sulla emittente che desideriamo ricevere, indicandola con la lettera F_e, che trasmetta sulla frequenza di 6005 kHz e che contemporaneamente si riceva una stazione interferente F_i, che irradia sulla frequenza di 6002 kHz.

In relazione a quanto si è detto oltre alle due modulazioni sentiremo una nota di battimento la cui frequenza sarà data dalla differenza tra le due frequenze e precisamente: 6005 — 6002 = 3 kHz.

Se in queste condizioni effettueremo un piccolo spostamento della sintonia potremo constatare, come si è detto, che la frequenza di battimento di 3 kHz rimarrà costante, e che pertanto siamo di fronte ad un fenomeno di interferenza reale.

Supponiamo infatti che il ricevitore impiegato per l'esperimento abbia una media frequenza avente il valore F_m di 500 kHz (potrebbe essere scelto qualsiasi altro valore) avremo che per ricevere la stazione F_e, avente la frequenza di 6005 kHz, l'oscillatore F_o, ammesso che lavori sulle frequenze superiori, genererà una frequenza uguale a:

(1) $F_o = F_s + F_m$ ossia

6005 + 500 = 6505 kHz

(Se F_o oscillasse su una frequenza inferiore di 500 kHz rispetto alla stazione ricevuta cioè $F_o = F_s - F_m$ il ragionamento seguirebbe lo stesso andamento). Invertendo i termini della questione quanto sopra significa che sintonizzando il ricevitore sulla stazione che trasmette a 6005 kHz la frequenza dell'oscillatore dovrà essere tale che fra le due emissioni, quella del trasmettitore in arrivo e quella dell'oscillatore stesso, esista sempre una differenza uguale al valore della frequenza intermedia F_m e cioè:

(2) $F_o - F_s = F_m$ e infatti

6505 — 6005 = 500 kHz.

Per quanto concerne la stazione interferente F_i avremo invece che:

(3) $F_o - F_i = F_{m'}$ ossia

6505 — 6002 = 503 kHz una differenza dunque di 3 kHz che conferma l'esistenza del battimento (503 — 500 = 3), il quale può passare attraverso i circuiti della media frequenza, che sono dimensionati in modo da lasciar passare una certa banda più o meno ampia a seconda del tipo di servizio a cui il ricevitore è destinato.

Se giunti a questo punto del ragionamento effettuiamo un piccolo spostamento della sintonia ciò ovviamente equivale a spostare la frequenza dell'oscillatore locale F_o il cui condensatore, o comunque il circuito di accordo, è calettato sullo stesso asse del condensatore o dei condensatori di accordo dei circuiti di alta frequenza. Si dovrà dunque verificare la condizione, alla quale si è accennato prima, secondo la quale la nota di battimento dovrà restare perfettamente costante in frequenza.

Se ammettiamo di aver eseguito uno spostamento di 1 kHz in più (si potrebbe scegliere qualsiasi altro valore in più ed in meno) ciò equivale ad una variazione della frequenza dell'oscillatore nello stesso senso che passerà da 6505 a 6506. Per la relazione (2) avremo che:

(4) $F_m = F_o - F_s$ per cui

6506 — 6005 = 501 kHz e, per la relazione (3), che:

(5) $F_{m'} = F_o - F_i$ per cui

6506 — 6002 = 504 kHz.

Eseguendo la differenza fra i due valori F_m e $F_{m'}$ osserveremo che: 504 — 501 = 3 kHz, che conferma come la frequenza di battimento sia rimasta inalterata.

Come si è detto si otterrebbe un identico valore eseguendo degli spostamenti di valore diverso in più od in meno.

Questa prova ci dimostra che eseguendo dei piccoli spostamenti di frequenza il battimento non varia e ci conferma altresì che siamo in presenza di un'interferenza reale, il cui comportamento, come vedremo nel prossimo articolo è del tutto differente rispetto a quello che è caratteristico delle interferenze per immagine.

Si deve altresì dire che le interferenze di questo tipo, dovute alla seconda armonica, od armoniche di ordine superiore, di una data emissione sono sempre da considerare interferenze reali poiché non sono da attribuire alle caratteristiche del ricevitore ma dipendono dal trasmettitore. Identico ragionamento è valido per le onde di combinazione, le onde spurie e taluni fenomeni di intermodulazione di cui avremo occasione di scrivere.

COME ELIMINARE LE INTERFERENZE

L'inconveniente di cui abbiamo parlato nel paragrafo precedente, e cioè le interferenze, è comune a qualsiasi gamma di frequenza sia essa destinata a emissioni radiofoniche, radiotelegrafiche o di altro tipo.

Comunque le gamme di frequen-

za più alte ne sono meno soggette poiché in relazione al fatto che la disponibilità di canali è maggiore decresce la possibilità di interferenza fra le varie emissioni, che invece è notevole nelle gamme delle onde lunghe, medie e corte.

Nelle gamme delle onde medie, destinate alla radiodiffusione, si è cercato di attenuare l'inconveniente creando delle reti nazionali sincronizzate fra loro, in modo da limitare lo spettro di occupazione.

A questo proposito precisiamo che si definisce come **gruppo sincronizzato** un insieme di emittenti, che generalmente trasmettono lo stesso programma sullo stesso canale e la cui frequenza è mantenuta rigorosamente costante tramite delle speciali apparecchiature.

In certi casi si ricorre anche all'utilizzazione di gruppi **quasi sincronizzati,** costituiti da stazioni di minore potenza ed aventi carattere regionale, per cui se esse danno origine a dei battimenti di qualche periodo e non provocano alcun disturbo alla rete, oppure facendo trasmettere sullo stesso canale molte stazioni di debole potenza appartenenti a stati diversi ma che svolgono soltanto servizio locale.

L'entrata in servizio delle stazioni a modulazione di frequenza in una gamma (VHF) che consente lo sfruttamento di un maggior numero di canali e data la loro prevalente propagazione e portata ottica, fino a poco tempo fa ha permesso di ridurre i suddetti inconvenienti. Purtroppo attualmente anche in questa gamma, almeno in Italia, si sta creando il caos più completo da parte delle cosiddette emittenti libere, ma non troppo, le quali quasi sempre irradiano senza rispetto alcuno per le norme internazionali e senza curarsi delle interferenze che recano ad altre emittenti. Talvolta a causa della presenza di onde spurie ed armoniche tali emissioni riescono altresì a disturbare servizi di primaria importanza come ad esempio i servizi aerei.

Sulla gamma delle onde corte la situazione non è delle migliori ma in questo caso, all'impiego di antenne aventi delle caratteristiche direttive che consentono di concentrare l'energia irradiata in una direzione preferenziale, ragione per cui due o più emittenti pur lavorando sulla stessa frequenza ma con l'intento di servire zone diverse, come direzione, possono trasmet-

tere contemporaneamente recandosi a vicenda un disturbo non rilevante.

Nelle gamme VHF, e specialmente in quelle UHF, EHF e SHF, la ripartizione delle frequenze, come mostrano le tabelle che sono state pubblicate nel n. 12/1976, rubrica QTC di questa rivista, può essere effettuata con minore preoccupazione poiché, dato il gran numero di canali a disposizione il pericolo di interferenze è ridotto al minimo. Fanno eccezione quei periodi di propagazione sporadica in cui quelle emissioni che hanno prevalentemente una portata ottica e che talvolta, se sono indirizzate verso lo spazio, possono essere momentaneamente riflesse nuovamente sulla Terra.

Nella gamma delle onde medie, specialmente per quanto concerne le emittenti radiofoniche, coloro che non hanno una eccessiva domestichezza con i fenomeni di propagazione delle onde em, frequentemente non si spiegano il motivo per cui la presenza dei fischi di interferenza che non si manifesta durante le ore diurne, o per lo meno sia molto ridotta, aumenti notevolmente durante le ore di oscurità.

Ciò è da attribuire al fatto che durante le ore diurne le onde em di questa gamma si propagano prevalentemente per onda di superficie e quindi hanno una portata piuttosto limitata che dipende essenzialmente dalla potenza irradiata e dalle caratteristiche dell'antenna, mentre durante le ore serali e notturne entrano in gioco le onde riflesse dagli alti strati della ionosfera, che provocano la riflessione a distanza delle onde em appartenenti a questa gamma.

Questo spiega altresì il motivo per cui durante la sera e la notte sia possibile la ricezione di un maggiore numero di stazioni che non durante le ore diurne.

Negli apparecchi aventi carattere commerciale o comunque professionale e destati alla ricezione di segnali radiotelegrafici, radiotelefonici o di altro genere si cerca di attenuare l'effetto provocato dalle interferenze ricorrendo all'impiego di filtri a cristallo o meccanici, generalmente inseriti nei circuiti di media frequenza, il cui compito è per l'appunto quello di selezionare le stazioni vicine fra loro, per taluni servizi anche fino a poche centinaia di hertz, e ricorrendo altresì,

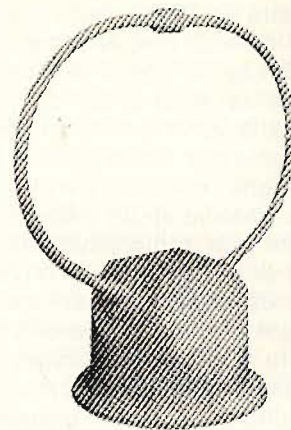



Fig. 3 - Una moderna antenna a telaio W.J., in due versioni, per la copertura delle gamme 2 ÷ 30 MHz e 30 ÷ ÷ 160 MHz.

come già detto, alle antenne direttive.

Dispositivi del genere, escluse ovviamente le antenne direzionali che anche in questo caso sono molto utili, non possono essere usati per le emittenti radiofoniche, almeno quando sia richiesta una buona qualità di riproduzione, poiché essi darebbero luogo ad una eccessiva limitazione della banda di modulazione. Comunque anche i ricevitori radiofonici, di maggior classe, sono muniti di filtri inseribili a piacere allo scopo di consentire un restringimento della banda che è molto utile quando si debbano ricevere emissioni parlate, come ad esempio notizie e informazioni di vario genere, specialmente nelle gamme delle onde corte.

Molto utili a questo proposito sono le antenne a ferrite di cui sono dotati oggigiorno quasi tutti i ricevitori a transistori di tipo portatile o semiportatile. Si tratta infatti di un tipo di antenna che presenta delle buone doti di direttività e che quindi si presta alla riduzione delle interferenze da parte delle stazioni che irradiano da direzioni sensibilmente differenti rispetto a quella della stazione che si desidera ricevere.

In questi ultimi tempi, specialmente all'estero, hanno fatto la loro ricomparsa le cosiddette antenne a telaio, note anche con il nome di antenne a quadro, che avevano avuto notevole sviluppo negli anni venti e trenta e che sono normalmente impiegate nei servizi radiogoniometrici in virtù delle loro elevate caratteristiche di direttività.

TECNICA AVVENIRISTICA: LO SPREAD SPECTRUM

Molti pensano, ma forse non lo credono, che le guerre siano utili perché accelerano i tempi delle conquiste scientifiche. Da parte nostra ci auguriamo che non scoppi una guerra nucleare la quale, molto probabilmente obbligherebbe le future generazioni a partire nuovamente dal livello zero. Comunque stiano le cose è certo che non pochi sono i laboratori, sparsi in tutto il mondo, che, anziché studiare il modo di eliminare la fame nelle molte località in cui esiste tuttora, o l'inflazione che stringe nella sua morsa buona parte dell'umanità, si dedicano alla realizzazione od al perfezionamento di apparecchiature destinate ad eventuali eventi bellici. Il settore delle radiocomunicazioni primeggia in questo campo di ricerca.

Il continuo aumentare del numero delle emittenti in tutto il mondo, la necessità di proteggere le telecomunicazioni dai radiodisturbi,

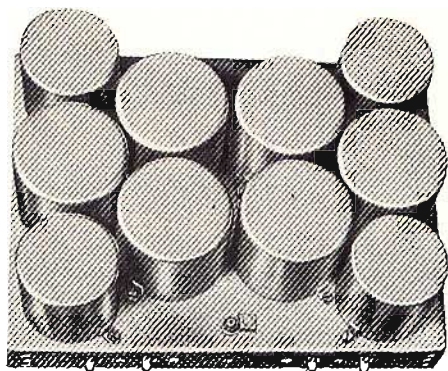



Fig. 4 - Filtro meccanico per applicazione in media frequenza confrontare con un filtro a cristallo (in alto) avente le stesse caratteristiche.

che vanno dalle interferenze non intenzionali a quelle intenzionali, note con il nome inglese di «jamming» ed ai disturbi industriali e atmosferici, hanno spinto i tecnici di alcuni laboratori militari a studiare dei particolari sistemi che consentono di eliminare qualsiasi genere di disturbo.

I risultati non si sono fatti attendere e già da tempo sono entrati in funzione dei dispositivi ai quali è stato dato il nome di **ESPANSORI DI SPETTRO,** dall'inglese **SPREAD SPECTRUM,** che certamente, nel tempo, troveranno largo spazio anche presso i servizi commerciali.

I sistemi del genere attualmente in funzione sono una diecina, noi parleremo di quello che è maggiormente impiegato e che consiste nel modulare, in trasmissione, il segnale di alta frequenza tramite una particolare funzione che viene detta di **espansione** o **spreading,** che nel caso di emissioni militari è mantenuta segreta, avente il compito di provocare la dispersione statistica del segnale su una gamma piuttosto ampia.

Lo spettro del segnale complessivo, dovuto alla somma dei due segnali che si trasmettono, cioè quello dell'informazione e quello di espansione, assumono in linea di massima la forma che è indicata in figura 5.

In ricezione la rivelazione si effettua mediante un processo inver-

Fig. 5 - Spettro complessivo di un segnale di informazione più un segnale di spreading, in un sistema di eliminazione delle interferenze ad espansione di spettro (Spread Spectrum). E' possibile l'eliminazione delle interferenze non intenzionali, dei jamming e dei radiorumori.

so di correlazione fra il segnale ad alta frequenza in arrivo e la funzione di espansione, che in questo caso viene generata nel ricevitore con le stesse caratteristiche che aveva in trasmissione, in perfetto sincronismo con il trasmettitore.

Si ottiene cioè qualcosa che è paragonabile al battimento fra due frequenze, di cui abbiamo parlato nel paragrafo precedente, riportato però su uno spettro molto più ampio. Infatti in ricezione qualsiasi segnale estraneo alla informazione viene fatto battere con la funzione di espansione (spreading) dimodoché viene sparpagliato sulla intera gamma di espansione mentre, al contrario, l'informazione è concentrata in una banda molto più stretta senza che subisca alcuna deformazione.

Si tratta dunque di un metodo di eliminazione delle interferenze che è adatto per qualsiasi tipo di disturbo e che è valido soltanto se il trasmettitore ed il ricevitore sono in grado di generare un'identica funzione di espansione con la stessa sequenza di sincronismo.

Il sistema di cui sopra, noto con la sigla di triste memoria SS, è attualmente impiegato nelle apparecchiature militari ma certamente è destinato a diffondersi anche presso altri servizi nel settore delle telecomunicazioni. Esso, del resto, permette l'uso di più funzioni sovrapposte sulla stessa banda di frequenza, consentendo la suddivisione in canali del sistema. Si realizza in questo caso il sistema noto con le sigle **SSMA** che significano **Espansione di Spettro ad Accesso Multiplo,** dall'inglese **Spread Spectrum Multiple Access,** cioè di quei sistemi mediante i quali è possibile risolvere, almeno in parte, il problema della intensa occupazione delle gamme.

IL CIRCUITO DI SPAZZOLAMENTO LINEE DI UN TELEVISORE

di R. RANZANI

L'articolo ha lo scopo di definire le prestazioni dinamiche da esigere per un funzionamento corretto e sicuro dai diodi utilizzati nello stadio di potenza d'uscita di uno spazzolamento linee a transistori e a diodi semiconduttori.

Rappresenteremo per prima cosa lo schema teorico di cablaggio di uno stadio del genere in un televisore (figura 1).

I diodi seguenti sono impiegati in quattro funzioni ben distinte:

1) Il D1 è il diodo di smorzamento che produce un recupero di corrente dell'energia accumulata nel deviatore linee durante lo spazzolamento.

Questo diodo è collegato in parallelo sullo spazio emettitore-collettore del transistore «interruttore» di spazzolamento linee T1.

2) Il D2 è il diodo di recupero in tensione dell'energia accumulata nel deviatore linee durante la 2ª metà dello spazzolamento linee. Esso è montato in serie con la tensione di alimentazione nella posizione 819 linee di un televisore bistandard francese 625-819 linee.
— In 819 linee esso conduce dall'inizio del ritorno dello spazzolamento linee. La corrente recuperata carica allora un condensatore posto anch'esso in serie nell'alimentazione. La tensione di alimentazione è così aumentata nel rap-

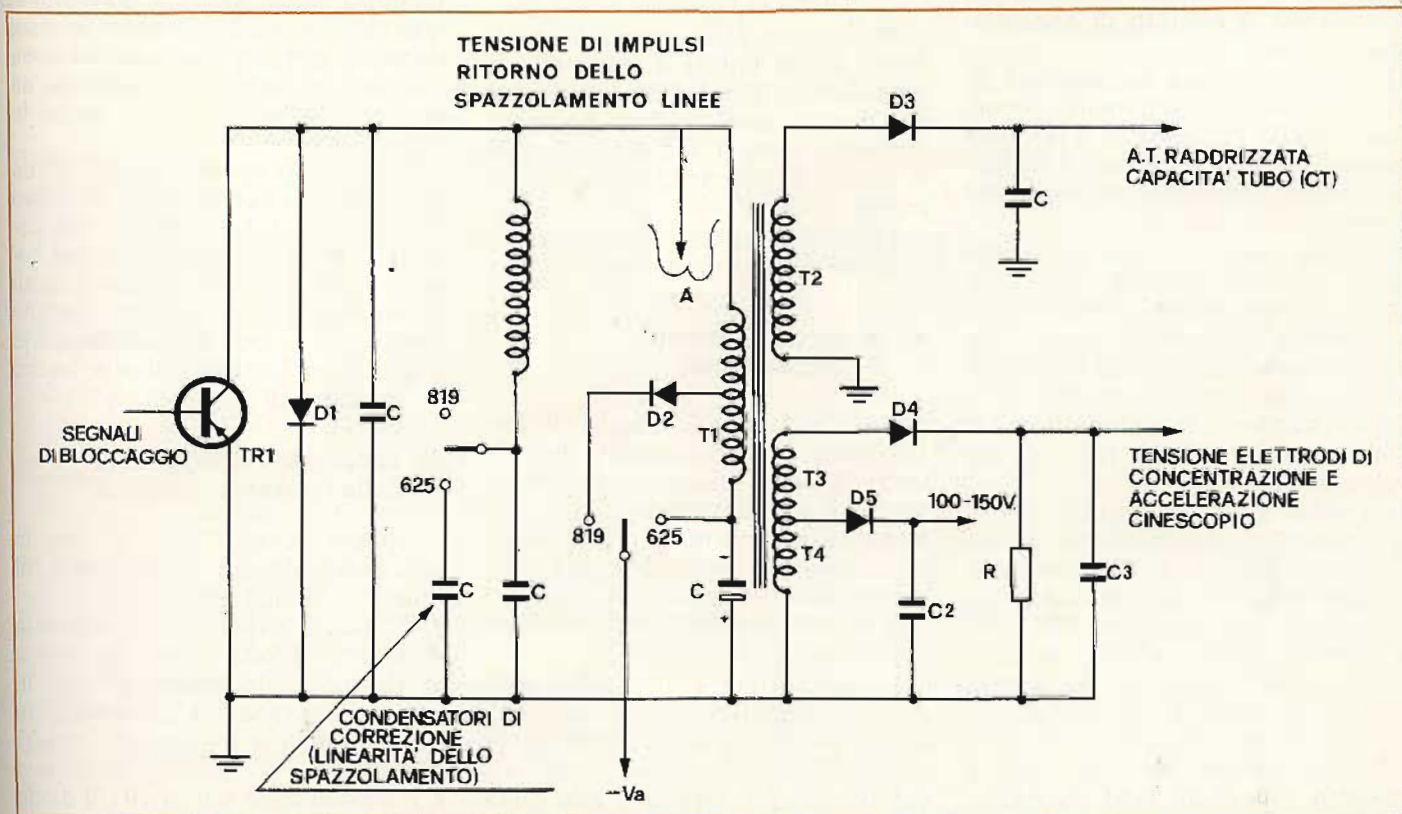



Fig. 1 - Stadio di potenza d'uscita di uno spazzolamento linee a transistori e a diodi semiconduttori.

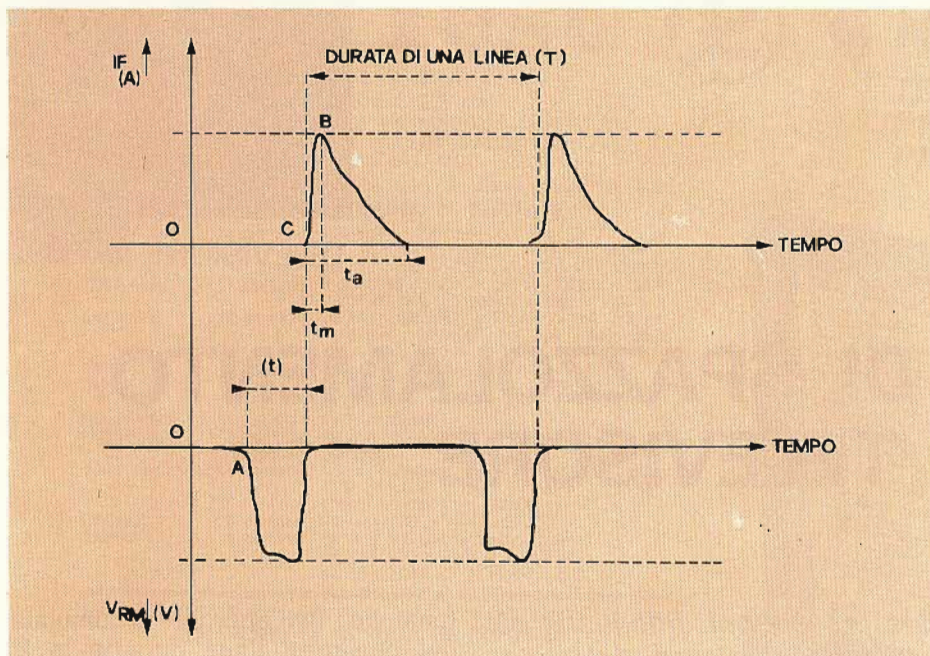



Fig. 2 - Corrente e tensione di un diodo di recupero di corrente dello spazzolamento linee.

porto dei tempi di 819/625 linee.

Questo rapporto è ottenuto scegliendo in modo opportuno la presa di tensione A sul primario L1 del trasformatore di alta tensione (figura 1).

— In 625 linee, questo circuito è fuori servizio e la tensione di alimentazione normale alimenta direttamente il circuito di spazzolamento linee.

3) Il D3 raddrizza la tensione ai morsetti di L2 (avvolgimento secondario ad alta impedenza) e fornisce l'alta tensione (superiore a 10 kV) di alimentazione dello schermo del cinescopio.

Questa alta tensione è filtrata dalla capacità propria del tubo (CT). Le due armature del CT sono formate dallo strato di aquadag depositato all'esterno del cono di vetro e dallo strato interno della metallizzazione del cinescopio. Il dielettrico di (CT) è formato dal vetro del cono.

4) I diodi D4 e D5 permettono di raddrizzare a partire da due avvolgimenti accoppiati al trasformatore ad alta tensione gli impulsi di ritorno linee, per ottenere 400 ÷ 600 V continui (con corrente praticamente nulla) necessari per alimentare gli elettrodi di concentrazione e di prima accelerazione dei cinescopi, e similmente 120 ÷ 180 V continui (10 ÷ 20 mA) necessari per l'alimentazione del transistore di potenza di uscita a video frequenza. Esamineremo successivamente le caratteristiche di ciascuno di questi diodi.

1) IL DIODO D1 DI RICUPERO DI CORRENTE DELLO SPAZZOLAMENTO LINEE

Riportiamo, per cominciare, la figura 2 che indica il modo di funzionamento di corrente di questo diodo e la tensione sviluppata all'inverso ai suoi morsetti durante il tempo di ritorno dello spazzolamento linee.

Le caratteristiche necessarie a definire questo diodo sono:

a) la corrente diretta di cresta (IFM)

Nel caso teorico ideale di funzionamento senza perdite del circuito dato di spazzolamento essa sarebbe precisamente uguale alla metà della corrente cresta a cresta circolante nel deviatore per assicurare uno spazzolamento orizzontale di dimensione bordo a bordo corretta del cinescopio.

Le perdite per effetto Joule e le perdite magnetiche nel circuito fanno sì che la corrente continua di cresta (IFM) circolante in D1 sia sempre un po' inferiore alla metà della corrente cresta a cresta totale erogata nel deviatore.

b) tensione inversa di cresta (VRM)

Questa tensione deve essere sopportata dal diodo (D1) durante il tempo di ritorno dello spazzolamento linee.

Se la durata dell'impulso di tensione è (t) e se la durata di una linea è (T) si chiama fattore di regime il rapporto $\left(\frac{t}{T}\right)$.

La tensione inversa di cresta deve allora essere fissata per una durata data massima di (t) e per un valore in % uguale o inferiore a $\left(\frac{t}{T}\right)$.

c) resistenza di saturazione (Rs)

E' la resistenza in corrente continua del diodo alla sua corrente di cresta (IFM).

Essa può essere data dalla tensione diretta (VF) ai morsetti del diodo, misurata quando vi si faccia passare una corrente uguale a (IFM). Essa deve nel circuito di spazzolamento essere al massimo uguale e possibilmente inferiore alla resistenza di saturazione del transistore associato allo spazzolamento linee. Questa condizione, quando il transistore entra in conduzione, è essenziale perché esso cominci ad entrare in funzione un poco prima che il diodo abbia finito di lavorare.

Il percorso conduttore del diodo deve allora essere meno resistivo di quello del transistore che comincia ad accumulare nella sua base dei portatori di cariche i quali gli permettono di entrare normalmente in funzione dal momento che il diodo avrà cessato il suo lavoro di recupero di corrente.

d) tempo di ristabilimento della corrente continua

Questo tempo (tm) è dato in microsecondi per la corrente di cresta continua (IFM).

E' molto importante conoscerlo perché la durata reale del tempo di ritorno dello spazzolamento linee è compresa fra il momento in cui comincia a svilupparsi in (A) la tensione di impulso di ritorno e il momento in cui in (B) il diodo raggiunge la sua tensione di cresta. La frazione di tempo compresa

fra (C) e (B) uguale a (tm) allunga dunque il tempo di ritorno dello spazzolamento di linea (vedi fig. 2).

e) potenza media dissipata nel diodo

Si può calcolare molto approssimativamente considerando la figura 3 nella maniera seguente:

Il rettangolo ABCO rappresenta una superficie totale di potenza media dissipata (IFM X VF). Rispetto a questa superficie, la superficie reale di potenza dissipata per ciclo nel diodo è uguale approssimativamente all'area del triangolo AOD.

La potenza media integrata dissipata per ciclo è dunque uguale a:

$$\frac{(IFM \times VF)}{2} \times \frac{(ta)}{T}$$

2) IL DIODO D2 DI RICUPERO SERIE IN TENSIONE DELLO SPAZZOLAMENTO LINEE

Esso presenta delle caratteristiche genericamente identiche al diodo D1. In più, durante la 2ª metà dello spazzolamento linee, esso funziona in regime bloccato. Durante questo tempo, se si desidera mantenere una tensione d'alimentazione continua costante, esso deve possedere una resistenza inversa (R) elevata in modo che il prodotto (costante di tempo) RC (C è la capacità in serie nell'alimentazione per un funzionamento a 819 righe) sia sufficientemente grande rispetto a questo periodo di spazzolamento linee.

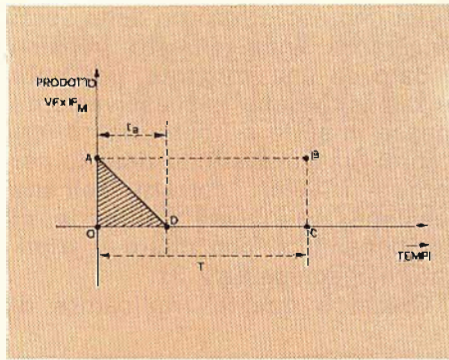



Fig. 3 - Potenza media dissipata per ciclo nel diodo di recupero di corrente dello spazzolamento linee.

Questa resistenza inversa può essere definita come il rapporto fra VRM e la sua corrente inversa massima corrispondente (IR).

Per illustrare lo studio delle caratteristiche qui sopra enunciate, esaminiamo ora in valore assoluto quelle, menzionate nei «Data Sheet» di alcuni diodi di recupero per spazzolamento linee AY101 (Sescosem) AY102 (Ates) e MR2266 (Motorola).

AY101: è previsto per funzionare con un transistore di spazzolamento (160V - 25A) tipo MP939 e B1181

AY102: è previsto per funzionare con un transistore di spazzolamento (300V - 10A) tipo AU106 e AU112.

MR2266: è previsto per funzionare con un transistore di spazzolamento (700V - 10A) tipo BU113 - BU115 e MJ9000.

3) IL DIODO D3 DI RADDRIZZAMENTO AD ALTA TENSIONE

Questi diodi di raddrizzamento degli impulsi di ritorno dello spazzolamento linee per la Tv in bianco e nero sono attualmente ottenuti con barre raddrizzatrici al Selenio.

Essi possono anche essere impiegati per il raddrizzamento di tensioni ad impulsi per fornire la tensione di alimentazione dell'anodo di focalizzazione dei tubi Tv a colori.

La tabella qui riportata dà le caratteristiche principali (a titolo di esempio) dei diodi Siemens.

Vi sono dei sistemi triplicatori di tensione per assicurare l'alta tensione raddrizzata, a partire dagli impulsi di ritorno di spazzolamento linee, dei tubi di televisione a colori.

Nei ricevitori a colori l'alta tensione del 90° Col 36 mm è di 25 kV all'estinzione della corrente del fascio.

Funzionando alla luminosità media per i 3 fasci del «shadow mask» è in totale di 1 mA e può rag-

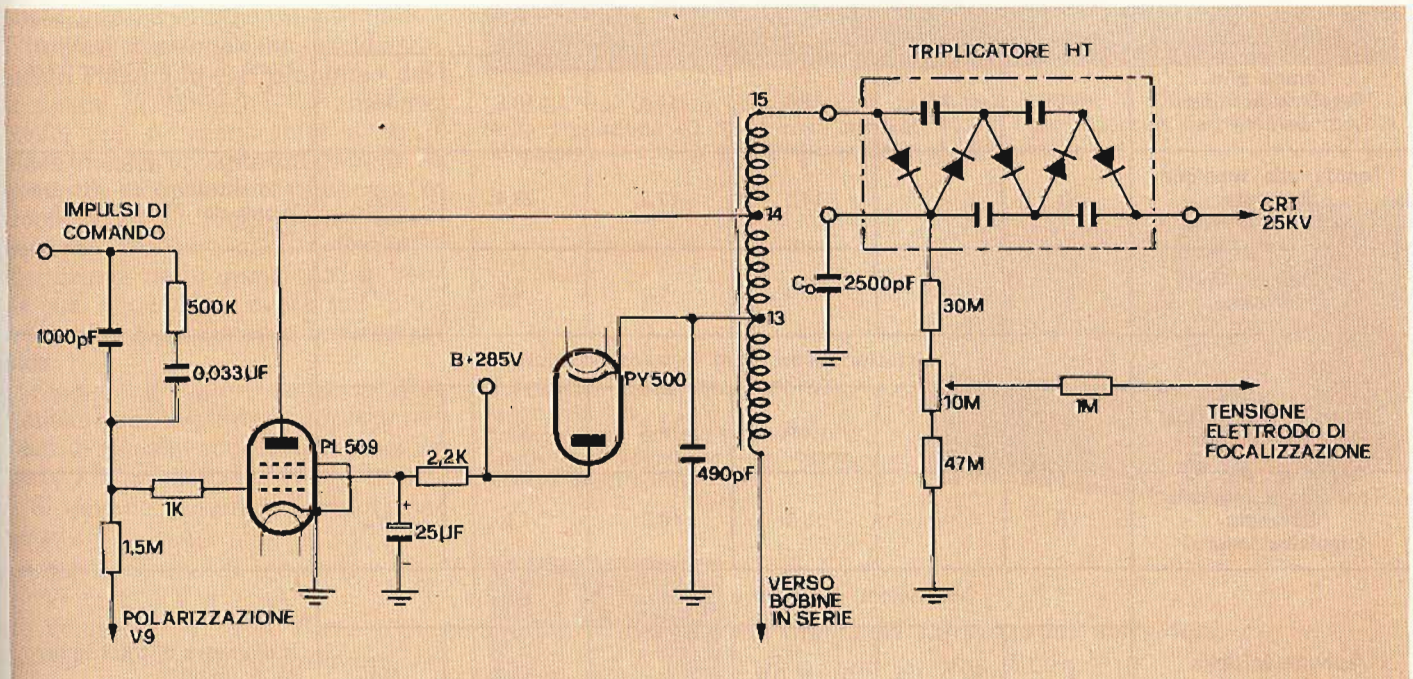



Fig. 4 - Triplicatore di tensione e relativo circuito di montaggio.

giungere in cresta, per durate abbastanza brevi, 1,5 mA.

Queste condizioni sono facilmente realizzate con un circuito moltiplicatore di tensione. Si tratta generalmente di un triplicatore di tensione ottenuto per mezzo di diodi di raddrizzamento al selenio che caricano delle capacità. In realtà ciascuna capacità è caricata separatamente alla tensione di cresta di un impulso di ritorno dello spazzolamento linee. Questo impulso è dato da una sorgente, poi tutte le capacità sono successivamente messe in serie e i potenziali di carico di ciascuna si addizionano per fornire i valori corretti dell'alta tensione. In questa categoria di componenti, si può citare il triplicatore Siemens TKV 31.

Grazie a questo triplicatore di tensione il circuito di generazione dell'alta tensione è facile da realizzare. Si può fare a meno di un circuito a tubo elettronico di regolazione in derivazione; inoltre l'avvolgimento del trasformatore d'impulsi di ritorno deve fornire 8,5 kV a vuoto e perciò è più facile da fabbricarsi di un avvolgimento che generi direttamente l'alta tensione necessaria.

Diodo	Marca		CARATTERISTICHE ELETTRICHE A 25 °C					Osservazioni diverse
			LFM	VRM	Rs	tm	R inversa	
AY101	Sescosem	Ge	12 A	150 V*	(0,7 V/15 A) 0,04 Ω	(da 0 a 12 A) 0,5 μs	100 V/0,4 mA 250 kΩ	*VRM (vedi fig. 2) definita per $t \leqq 15$ μs e $\frac{T}{t} \leqq 25\%$
AY102	Ates	Ge	10 A	320 V	(0,77 V/7 A) 0,11 Ω		175 V/0,3 mA 580 kΩ	
MR2266	Motorola	Si	10 A	800 V	(1,1 V/1 A) 1,1 Ω		560 V/0,01 mA 56 MΩ	La misura di Rs non è effettuata con la corrente IFM, ma a corrente continua con 1 A

Questa tabella permette di fare le considerazioni seguenti:

I diodi al Ge hanno generalmente:
— resistenze di saturazione modeste
— buone possibilità di lavoro in corrente
— tempi di salita modesti

I diodi al Si hanno:
— resistenze inverse elevate
— buone tenute in tensione VRM

Caratteristiche	Simbolo della misura	Diversi tipi di diodi				Unità di misura	Impiego
		TV 6,5	TV 11S	TV 13S	TV 185		
	Caratteristiche tipo di funzionamento a 50 °C						TV 6,5 - Alimentazione dall'elettrodo di focalizzazione di un schadow mask (TV a colori)
Tenuta alla tensione continua inversa	VR	7,5	12,4	14,4	19,5	kV	
Tenuta alla tensione di cresta impulsiva inversa	Vr	9	14,5	17,3	23,4	kV_{pp}	TV 11S - TV 13S - TV 18S alimentazione ad alta tensione dei TV in bianco e nero
Corrente continua raddrizzata	IF	0,5	0,5	0,5	0,5	mA	
	Caratteristiche limiti in valori assoluti						
Tenuta alla tensione continua inversa	VR	8,3	13,6	15,7	21	kV	
Tenuta alla tensione di cresta impulsiva inversa	VR	10	16,3	18,8	24	kV_{pp}	
	Dimensioni delle barre raddrizzatrici di selenio						
Lunghezza della barra	L	54 ± 0,5	54 ± 0,5	59 ± 0,5	69 ± 0,5	mm	Il diametro di tutte le barre è identico Esso è di 7,2 mm

Lo schema di questo triplicatore e il suo montaggio sono dati alla figura 4. Le caratteristiche di impiego sono le seguenti:

Caratteristiche massime assolute:

- tensione d'impulso di entrata: 10,4 kV;
- tensione di uscita (fascio spento): 30 kV;
- temperatura ambiente: 60°C;
- temperatura custodia del triplicatore: 70°C.

Caratteristiche di utilizzazione tipo:

- tensione di entrata ad impulso: 8,5 kV;
- tensione di uscita (fascio spento): 25 kV;
- corrente continua: 1 mA.

Nota: Il valore della corrente continua raddrizzata può raggiungere 1,5 mA, a condizione però di non mantenere questo valore in regime permanente.

4) I DIODI D4 E D5

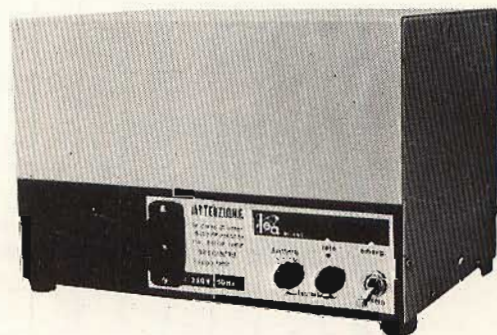
Nell'utilizzazione come raddrizzatori da 400 V a 600 V, non ci sono altri problemi oltre a quello della tenuta di tensione.

A causa delle accensioni interne accidentali che si producono nei cinescopi, le tensioni di cresta sopportate da questi diodi devono essere molto superiori a quelle imposte in funzionamento normale.

Nell'utilizzazione in raddrizzamento video, oltre al problema della tenuta di tensione, la corrente media non è trascurabile e se il diodo non è abbastanza rapido, il tempo di ricoprimento inverso Trr troppo lungo dà luogo ad un riscaldamento che può andare fino alla distruzione della giunzione; si rende così necessario avere dei diodi a tempo di ricoprimento inverso rapido.

Esempio di valori delle caratteristiche essenziali da osservare nel caso di un cinescopio in bianco e nero, 110° classico:

Si devono garantire i valori seguenti:

- per la tenuta di tensione
  Vr = 800 V a 1 μA
  Vr cresta = 1600 V
- Per il tempo di ricoprimento inverso:
  Trr1 $\leq$ 2,5 μs

QUANDO GLI ALTRI VI GUARDANO...

STUPITELI! LA SCUOLA RADIO ELETTRA VI DA' QUESTA POSSIBILITA', OGGI STESSO.

Se vi interessa entrare nel mondo della tecnica, se volete acquistare indipendenza economica (e guadagnare veramente bene), con la **SCUOLA RADIO ELETTRA** ci riuscirete. E tutto entro pochi mesi.

TEMETE DI NON RIUSCIRE?

Allora leggete quali garanzie noi siamo in grado di offrirvi; poi decidete liberamente.

INNANZITUTTO I CORSI

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)

RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine di alcuni corsi, potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE

PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE.

Imparerete in poco tempo, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano i corsi, ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)

SPERIMENTATORE ELETTRONICO particolarmente adatto per i giovani dai 12 al 15 anni.

POI, I VANTAGGI

- Studiate a casa vostra, nel tempo libero;
- regolate l'invio delle dispense e dei materiali, secondo la vostra disponibilità;
- siete seguiti, nei vostri studi, giorno per giorno;
- vi specializzate in pochi mesi.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la **SCUOLA RADIO ELETTRA** rilascia un attestato, da cui risulta la vostra preparazione.

INFINE... molte altre cose che vi diremo in una splendida e dettagliata documentazione a colori.

Richiedetela, gratis e senza impegno, inviandoci il vostro nome, cognome, indirizzo e il corso che vi interessa.

Scrivete alla:

Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/542
10126 Torino

Scuole per corrispondenza operante con presa d'atto del Ministero della Pubblica Istruzione n° 1391

dolci adv

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE:

NOME

COGNOME

PROFESSIONE ETÀ

VIA N.

COMUNE

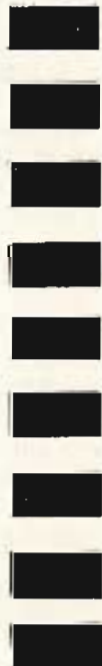
COD. POST. PROV.

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY ☐ PER PROFESSIONE O AVVENIRE ☐

542

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A. D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955

Scuola Radio Elettra

10100 Torino AD

SG/5 UHF: generatore di segnali RF per la banda quarta - quinta TV

di Gianni BRAZIOLI

Poiché solitamente il monoscopio al momento che servirebbe non è trasmesso, mentre un generatore UHF risulta assai costoso, il riparatore TV che debba verificare i circuiti funzionanti nelle bande quarta e quinta «si arrangia».
In altre parole, impiega qualche oscillatore di tipo tradizionale sfruttando le armoniche più alte dell'inviluppo.
Si tratta di un modo di operare fastidioso, perché il segnale che dovrebbe servire da guida risulta debole ed impreciso. D'altronde un apparecchio in grado di erogare segnali a frequenza tanto elevata, non lo si usa di continuo, quindi il rapporto che intercorre tra prezzo ed utilità non è favorevole.
Se il riparatore però potesse autocostruire un generatore UHF, spendendo una cifra modesta ed avendo la certezza che il segnale ottenuto è stabile, ampio, ed accuratamente trimmabile per la frequenza, di certo non si priverebbe di un simile ausilio.
Eccoci qui allora a proporre la realizzazione di un ottimo oscillatore che lavora nelle bande TV più alte e, per le parti, prevede una spesa di relativamente poche migliaia di lire.

La premessa, nel sottotitolo, spiega già gli scopi e l'utilità di questo progettino, che «si paga da solo» effettuate poche riparazioni.

Possiamo quindi commentare direttamente il circuito elettrico: figura 1.

Si tratta di un semplice oscillatore UHF che può essere regolato tra circa 530 e circa 570 MHz, ovvero in un canale qualsiasi delle bande IV e V, dal «28» al «34».

La modulazione dello stadio può essere applicata sia alla base che al «ritorno» dell'emettitore (+ VB) ma non è previsto un settore circuitale apposito, perché nel laboratorio, oscillatori audio, generatori di reticolo e di barre (o di «Spots» a colore) non mancano certamente, e quasi tutti questi apparecchi prevedono appunto una presa di uscita per funzionare in unione con altri.

Sempre per semplificare al massimo il tutto, si è ignorato l'alimentatore; d'altronde, lo stadio non necessita di tensioni particolari. Bastano 12 V stabilizzati con una corrente dell'ordine dei 10 mA. Qualunque «power supply» da banco può quindi servire. Ciò premesso vediamo i dettagli circuitali.

Il transistore prescelto (dopo varie prove non del tutto convincenti, effettuate impiegando elementi «da Tuner» NPN) è il modello BRF99, PNP della SGS-Ates. Questo, ha la bella frequenza di taglio di 2600 MHz (!) e pur potendo essere classificato «professionale» non ha il tipico costo proibitivo degli elementi che hanno tale qualifica.

Il suo prezzo, è anzi «normale»: allineato a quello di altri transistori al Silicio di piccola potenza per VHF.

Nello schema, la reazione che dà luogo al segnale RF è ottenuta ponendo tra collettore ed emettitore il C1. Più precisamente, diremo che lo stadio entra in oscillazione perché il brusìo elettronico, inizialmente è retrocesso dal collettore all'emettitore, e torna al collettore amplificato, quindi è ancora retrocesso, e via di seguito.

Come si vede, l'emettitore è direttamente interessato al circuito UHF, ma non occorre disaccoppiar-

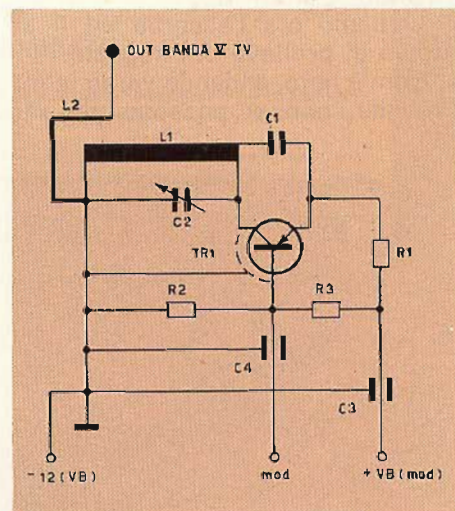



Fig. 1 - Schema elettrico.

ELENCO DEI COMPONENTI

C1	**: Condensatore ceramico da 2,2 pF NPO.**
C2	**: Condensatore professionale «a pistone» per UHF (in vetro o con isolamento ceramico).**
C3	**: Condensatore ceramico «passante» da telaio. 1000 pF.**
C4	**: Eguale al C3.**
L1	**: Si veda il testo.**
L2	**: Si veda il testo.**
R1	**: Resistore da 1500 Ω, ½ W, 5%.**
R2	**: Resistore da 8200 Ω, ½ W, 5%.**
R3	**: Resistore da 3300 Ω, ½ W, 5%.**
TR1	**: Transistore SGS/Ates BFR99.**

Accessori: Contenitore Teko «High Frequency» modello 372. Presa di uscita BNC (coassiale).

lo mediante una impedenza, come in altri casi, posta sulla linea di alimentazione. Basta il resistore R1 (che ha anche il compito di limitare la massima corrente in circolazione) per bloccare il segnale: ciò vista la gamma di frequenza di lavoro. Relativamente al C1, diremo che insolitamente non si tratta di un elemento critico; si può essere certi che con 2,2 pF l'innesco avvenga puntualmente.

Per avere una stabilità eccellente nei confronti della temperatura, piuttosto, è bene che questo condensatore sia ceramico NPO, ovvero dalla capacità che non subisce fluttuazioni positive o negative qualunque andamento abbia il calore ambiente.

Sempre per ottenere la stabilità richiesta ad un generatore **di laboratorio**, com'è questo, in definitiva, la base del TR1 è polarizzata mediante il partitore R2-R3. Poiché questo elettrodo deve essere «freddo» per l'UHF, si impiega il bipass C4, mentre l'alimentazione è disaccoppiata tramite C3.

Vediamo ora l'accordo ed il sistema di prelievo del segnale.

Com'è noto, andando verso le microonde, non si possono più utilizzare accordi tradizionali con gli avvolgimenti bobinati, altrimenti l'induttanza sarebbe in eccesso.

Si passa quindi alla «stripline», ovvero all'equivalente di una spira «distesa» che diviene una barretta in rame dalla lunghezza calcolata per la gamma di funzionamento. Nel nostro caso, poiché si desiderano segnali che vadano da poco meno di sessanta centimetri a cinquanta centimetri, la batteria è lunga esattamente 60 mm, e per l'accordo si impiega un compensatore professionale del tipo «a pistone» (C2) da 12 pF massimi.

Il prelievo dei segnali si ottiene con una «semispira», così come nel caso di frequenze molto più basse si userebbe un Link, o un avvolgimento secondario. Tale semispira, L2, è quotata nella figura 2. Come si vede nella figura 3, è strettamente accoppiata alla linea di accordo, e giunge direttamente dal BNC di uscita alla massa.

In tal modo, abbiamo già iniziato a trattare dettagli pratici. Proseguiamo con questo tema, secondo una linea logica.

Nelle apparecchiature che funzionano a frequenze alte-altissime, si devono rispettare tre criteri generali-base, per le realizzazioni; ovvero: la meccanica deve essere **solida.** Non è ammesso nulla che possa vibrare o spostarsi anche minimamente. Inoltre, le saldature devono esser **eccezionalmente buone.** Infine, duplicando un progetto qualunque (anche questo) non si deve introdurre alcuna variazione circa il punto di montaggio delle parti, e men che meno si devono prolungare i terminali delle parti oltre il previsto ed il consentito.

Si veda la figura 3. L1, la bobina «in striscia» (bandella di rame) è posta esattamente al centro dell'involucro metallico (Teko High Frequency modello 372, reperibile presso le Sedi GBC).

Da un lato la bandella è saldata con abbondanza di calore e di stagno sulla parete laterale; dall'altro, sul compensatore C4. A questo «terminale caldo» giunge anche il collettore del TR1. Il reoforo è abbreviato a 10 mm. C1 è raccorciato per quanto possibile (si osservino le fotografie) ed il terminale di emettitore è lungo appena 4 mm.

Poiché il BFR99 risulta incredibilmente «robusto» nei confronti della temperatura, il suo Case è direttamente saldato sul fondo della scatola; un metodo «bruto» ma sicuro, per esser certi che non vibri e non si possa spostare maneggiando l'apparecchio.

Se vibrasse, durante il funzionamento, magari perché sul banco è in azione un grosso altoparlante, si avrebbe la modulazione in frequenza «meccanica» del segnale erogato, mentre se si spostasse in seguito ad un urto, ovviamente la taratura si sregolerebbe.

Il lettore si chiederà se questa saldatura, pur indispensabile non risulti estremamente pericolosa; ebbene, noi abbiamo realizzato numerosi oscillatori UHF e per microonde con il BFR99, e lo abbiamo sempre fissato così. Nessuno dei trasduttori si è rotto, o ha peggiorato le sue caratteristiche in modo significativo.

Certo, non si deve insistere oltremisura (come tempo) scaldando e surriscaldando; anzi, l'operazione deve essere ragionevolmente breve. Non crediamo, che, rispettando queste norme generiche, possa avvenire un danneggiamento; o almeno la nostra esperienza ci porta a questo concetto. Se il lettore «non si fida», può abbreviare il tempo di riscaldamento e la tempe-

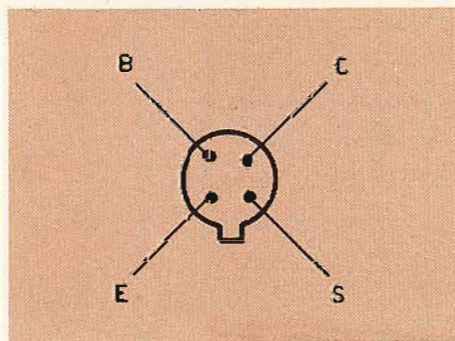



Fig. 1-A - Terminali TR1 (visti dal basso).

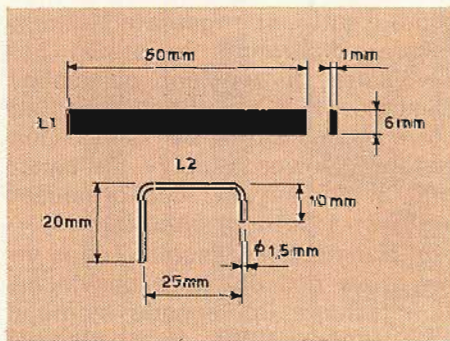



Fig. 2 - Elementi di accordo.

ratura massima producendo un foro nell'involucro ed innestandovi il trasduttore, quindi effettuando la saldatura «dal di fuori».

C3 e C4, sono condensatori del tipo «passante», ovvero a forma coassiale. L'armatura esterna sarà saldata all'involucro senza eccessivi timori, essendo, gli elementi, previsti per questo montaggio. Come si osserva nella figura 3, la R3 sarà saldata direttamente tra i capi, e la R2 dal capo caldo del C4 alla parete della scatola.

R1 parte dal capo caldo del C3 e giunge all'emettitore, ma questo anche se è «volante» non può vibrare o spostarsi, dato che resta bloccato anche dal C1.

Infine, l'elemento che raccoglie il segnale, L2, avrà le dimensioni e la forma specificata nella figura 2 e disterà circa 2 millimetri dalla L1. Sia il terminale che giunge alla massa comune (la scatola) che l'altro, diretto al bocchettone di uscita, sarà saldato con buona cura e con il necessario calore.

Abbiamo così visto ogni particolare costruttivo; procediamo con il collaudo.

Fig. 3 - Montaggio del generatore. Per L1-L2 si vedano i dettagli nella figura 2.

L'oscillatore, privo del «coperchio» sarà opportunamente collegato ad un alimentatore erogante 12 V, interponendo un milliamperometro (un Tester commutato per 50 mA) sulla connessione negativa o positiva. Se tutto è regolare, la corrente che circola non deve essere più grande di 12 mA. Se si riscontra un assorbimento superio-

Fig. 4 - Prototipo del generatore RF per banda V a realizzazione ultimata.

re a 20-30 mA, certamente il transistore è andato fuori uso, oppure vi sono errori banali.

Come si può verificare la presenza dell'oscillazione? Semplice; **si stringe L1 tra le dita;** in tal modo, evidentemente l'innesco è smorzato: ne deriva un notevole calo nella corrente che si legge sullo strumento.

Una seconda prova, sarà eseguita portando l'oscillatore accanto ad un apparecchio Tv. Lo si lascerà sempre privo del «coperchio» che lo schermerebbe. In questa situazione, regolando la sintonia del televisore attorno ai canali «30» UHF, ad un tratto si udrà nell'audio un forte scroscio, e sullo schermo appariranno due barre bianche orizzontali, larghe, stabili.

Il «soffio» e l'apparizione delle fasce luminose, ovviamente sono il prodotto dell'oscillatore.

Constatato così il funzionamento regolare del complesso, lo si potrà chiudere con il coperchio, che ha delle molle che producono il serraggio «a scatto».

Se il canale ove prima si era ricavata la sintonia non interessa, o se la sintonia era imperfetta, con il cacciavite si potrà ruotare il pistone del C2 sino a «centrare» la frequenza preferita. In questa fase del lavoro, come «antenna» si impiegherà uno spezzoncino di filo innestato nel BNC di uscita.

L'oscillatore così è pronto a lavorare, e può essere modulato (di base o di emettitore; nel primo caso con un accoppiamento capacitivo, nel secondo a trasformatore) con l'audio che interessa, per formare un «raster» a barre, a punti, a incrocio, oltre che per ottenere l'audio.

Poiché non conosciamo quale sia la strumentazione di cui è munito il lettore, diremo semplicemente che con più prove si potranno verificare i vari effetti.

AMPLIFICATORE DI SEGNALI RF/TV PER LA BANDA III

di Gianni BRAZIOLI

Vi sono molte zone, in Italia, ove i segnali TV giungono assai deboli, e di conseguenza il video appare «sabbioso». Per chi abbia questi problemi di captazione, che possono essere risolti solo incrementando l'ampiezza dei segnali che giungono dall'antenna, descriveremo ora un buon «booster» a basso rumore *che offre un guadagno di 15 dB sui canali D-E-F-G-H-L-H1 (frequenze comprese tra 170 MHz e 220 MHz).*

Poiché la bella Italia dalle amate sponde ha un numero incredibile di rilievi montuosi, catene, massicci, e le onde ultracorte che recano i segnali TV hanno la disperante caratteristica di non poterli attraversare o comunque superare, ottenere una captazione accettabile, è stato necessario costellare le regioni di ripetitori distribuiti in un numero impressionante.

Molti di questi hanno una collocazione pratica ed intelligente, altri meno, e vi sono sprovviste di ripetitore, sicché si può dire che almeno il 30% del territorio sia servito alla meno peggio. A questa situazione, gli utenti meno fortunati, cercavano di porre rimedio installando antenne dette «ad alto guadagno» (costituite da un gran numero di elementi) ma non sempre anche così, il risultato poteva essere definito ottimale. Infatti il video risultava poco dettagliato, ed anzi «sabbioso», scarso nei toni grigi ed influenzabile dalle condizioni meteorologiche.

Comunque, sin che tutto quel che vi era da ricevere era il bianco e nero, pazienza; anche se imperfetto, il programma lo si poteva seguire.

Con il colore, invece, non è più possibile dire «pazienza» perché se il segnale non ha una intensità sufficiente, lo schermo riporta un guazzabuglio di puntolini luminosi variopinti, mentre le tinte si fanno imprecise.

Poiché l'antenna, oltre certi limiti è inutile incrementarla, si può supplire all'intensità di campo eccessivamente rarefatta solo impiegando amplificatori RF a larga banda. Questi, però, nel campo del «color» devono produrre il minimo **rumore** possibile, altrimenti il rimedio è peggio del male, ed il video finisce d'essere completamente «pasticciato»: lo schermo diviene «scherno!».

Trattandosi della banda III (VHF), il guadagno sufficiente per non vedere il sole azzurrino, Maria Giovanna Elmi afflitta da risipola, ed il mare giallastro, può essere dell'ordine dei 15 dB, ma in ogni caso il rumore deve rimanere molto al di sotto dei 3 dB.

15 dB, possono essere ricavati da due soli stadi se il progetto dell'amplificatore è buono. Da un circuito del genere detto «tandem».

Ne riportiamo qui uno molto buono, che sarà certamente utile a chi si trovi nelle sfavorevoli condizioni descritte.

Ovviamente, non trattiamo solo il circuito elettrico, ma anche la relativa descrizione del montaggio: si tratta di un lavoro incredibilmente complicato? Beh, giudichino i lettori; per conto nostro, possiamo dire che numerosissimi nostri conoscenti hanno ricopiato il prototipo con successo, e non si trattava di veri tecnici, ma di sperimentatori mediamente preparati.

Vediamo allora il fatto economico: conviene la realizzazione, o è un semplice esercizio di elettronica pratica che va relegato alla sfera delle cose che si fanno per soddisfazione personale? Beh, se consideriamo il prezzo che hanno i booster prodotti dall'industria, ultimamente aumentato per l'ennesima volta, certamente la realizzazione conviene. Le parti necessarie, infatti, comportano una spesa di gran lunga inferiore, anche se si paragona il totale con il prezzo di un amplificatore **scadente.**

Ciò premesso, vediamo allora il circuito elettrico: figura 1. Come abbiamo detto, gli stadi attivi sono «solo» due, però i transistori utilizzati sono del modello BFR99 che può funzionare sino a 2600 MHz, quindi a valori di frequenza aggirantesi da 170 MHz a 220 MHz, dà un guadagno molto importante e produce un fruscìo limitatissimo. Inoltre, ambedue gli stadi sono ad emettitore comune, cosicché le prestazioni sono proprio spinte al massimo.

In pratica, i 15 dB che si desiderano sono raggiunti e superati generosamente, mentre il rumore resta nei limiti previsti.

Vediamo allora i dettagli circuitali.

Per migliorare le prestazioni, ed escludere interferenze varie, il booster ha l'ingresso accordato da una coppia di circuiti oscillanti: L1-C2 ed L2-C3.

C4 reca il segnale alla base del TR1, che è polarizzata da R1-R2.

La stabilità dello stadio è curata mediante R3-C5.

Il carico dello stadio, è il primario del trasformatore a larga banda L3-L4. Poiché, per evitare per quanto possibile gli inneschi il positivo della VB

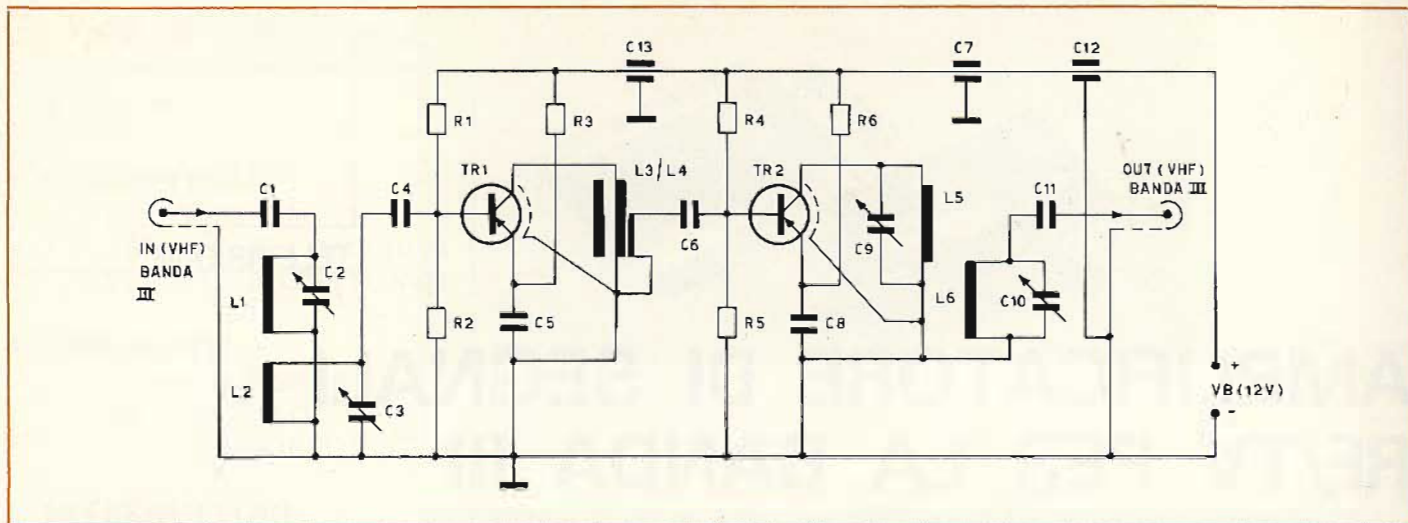



Fig. 1 - Schema elettrico.

è «sollevato», mentre il negativo è comune, L3 ha il capo freddo connesso all'involucro.

L4 pilota lo stadio successivo che è identico a quello già visto. All'uscita dell'amplificatore abbiamo altri due accordi; il primo, L5-C9 forma il carico del TR2, l'altro trasferisce i segnali incrementati al televisore via C11. L'impedenza di uscita è di circa 75 Ω, quindi se necessario, si applicherà poi un baloon, così come all'ingresso.

Tutto sommato, il circuito è piuttosto tradizionale.

Vediamo allora la realizzazione pratica.

Questo apparecchio non impiega il circuito stampato, perché alcuni prototipi sperimentali muniti di questo sistema di cablaggio hanno mostrato di essere eccezionalmente critici e propensi ad autooscillare, variando minimamente le piste. Inoltre per stabilizzare il tutto, in pratica si è notato che era necessario chiudere con due diverse scatoline metalliche i due gruppi di circuiti TR1-TR2: ovvero: **senza una schermatura totale, l'amplificatore si dimostrava inattendibile.**

Essendo così le cose, si è deciso di scartare del tutto lo stampato ed impiegare come supporto generale lo stesso sistema schermante.

Questo, in pratica, è un involucro Teko «High frequency» modello 373, da 105 per 50 per 26 mm. E' reperibile presso tutte le Sedi GBC.

La scatolina prevede, già di fabbrica, due separatori interni, che nel nostro caso sono saldati in modo da dividere l'interno in tre scompartimenti uno lungo 30 mm; uno (centrale) da 20 mm, ed ancora uno da 50 mm.

Nel primo sono contenuti i circuiti oscillanti di ingresso e gli elementi di polarizzazione del TR1, che è posto «a cavallo» dello schermo, sì da avere la base da un lato ed il collettore dall'altro: si veda la figura 4.

Il transistore è tenuto fermo dai terminali di «schermo» (direttamente saldato sulla lamiera) e di emettitore. Quest'ultimo giunge al C5 che è una «pastiglia» saldata con il lato «freddo» sullo schermo (si osservino le fotografie, ed ancora, la fig. 4). L'alimentazione del primo stadio è bipassata dal C13 che è del tipo «passante».

Vediamo ora l'accoppiamento TR1-TR2. Di solito, questo, è un «punto debole» negli amplificatori, perché i sistemi L/C restringono inaccettabil-

ELENCO DEI COMPONENTI

C1	:	condensatore ceramico da 3,3 pF
C2	:	compensatore a disco rotante, ceramico: 4/20 pF
C3	:	eguale al C2
C4	:	eguale al C1
C5	:	condensatore «a pasticca» con montaggio a chassis da 1000 pF
C6	:	condensatore ceramico da 33 pF
C7	:	condensatore «passante» da 1000 pF
C8	:	eguale al C5
C9	:	eguale al C2
C10	:	eguale al C2
C11	:	eguale al C1
C12	:	eguale al C7
C13	:	eguale al C7
L1	:	si veda il testo e la figura 3
L2	:	eguale al L1
L3	:	si veda il testo e la figura 2
L4	:	si veda il testo e la figura 2
L5	:	eguale al L1
L6	:	eguale al L1
R1	:	resistore da 3900 Ω, ½ W, 5%
R2	:	resistore da 4700 Ω, ½ W, 5%
R3	:	resistore da 1000 Ω, ½ W, 5%
R4	:	eguale ad R1
R5	:	eguale ad R2
R6	:	eguale ad R3
TR1	:	transistore BFR99 (non ha equivalenti diretti)
TR2	:	eguale al TR1
Accessori	:	contenitore Teko «High Frequency» mod. 373, presa VHF di ingresso e di uscita

mente la banda, ed altri risultano cattivi adattatori di impedenza, quindi introducono delle perdite nel guadagno.

Noi abbiamo risolto la situazione, impiegando un originale «trasformatore di accoppiamento» dettagliato praticamente della figura 2. Questo «trasformatore», in pratica ha due sole semispire, che servono da «primario» e «secondario». Il «nucleo» è rappresentato da un tubetto ferroceramico da 10 mm di lunghezza per 2 di diametro.

Questa soluzione costruttiva che può sembrare «strana», in pratica è ottima, perché consente un accoppiamento **stretto,** una banda passante **larga** ed un adattamento delle impedenze assai buone, senza perdite.

Il TR2 è montato come il TR1, ovvero la simmetria circuitale «elettrica» resta anche in pratica. Il terzo «scompartimento» della scatola contiene gli accordi di uscita. Non diremo gran che, su questi, perché ogni dettaglio è mostrato nella figura 3.

Nel prototipo (in quello fotografato, perché in effetti ne sono stati realizzati diversi) per l'uscita si impiega un connettore BNC, in linea con il montaggio. Volendo, si può utilizzare al posto del BNC qualunque altra presa per VHF che sia «compatibile» con i cavi dell'impianto d'antenna.

Evidentemente, questo non è un ricevitorino a diodo o simili, però non è nemmeno un montaggio che implichi conoscenze particolari. Noi ci limitiamo a dire che le saldature devono essere **tutte eccellenti** quindi si deve dedicare loro una cura specialissima. In particolare, i ritorni a massa (connessioni sulla scatola) devono risultare **perfetti** altrimenti i risultati scadranno, o semplicemente il tutto non funzionerà.

Vediamo ora il collaudo e la messa a punto dell'amplificatore. In pratica, si devono regolare i quattro compensatori (due di ingresso e due di uscita) per ottenere l'accordo sul canale di lavoro, e per la necessaria larghezza di banda.

Possedendo una strumentazione idonea (sweep VHF ed oscilloscopio sempre VHF) il valore si riduce a pochi minuti di applicazione. Se questi strumenti non sono disponibili, è

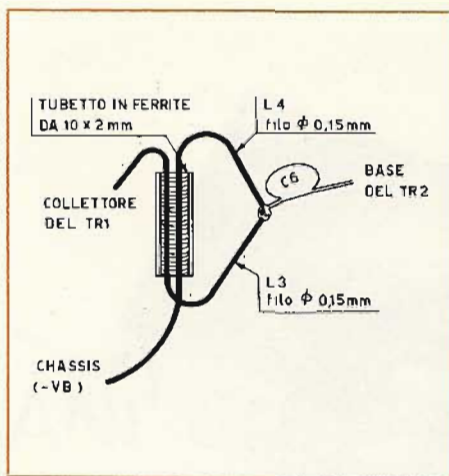



Fig. 2 - Dettaglio della realizzazione del trasformatore di accoppiamento L3/L4.

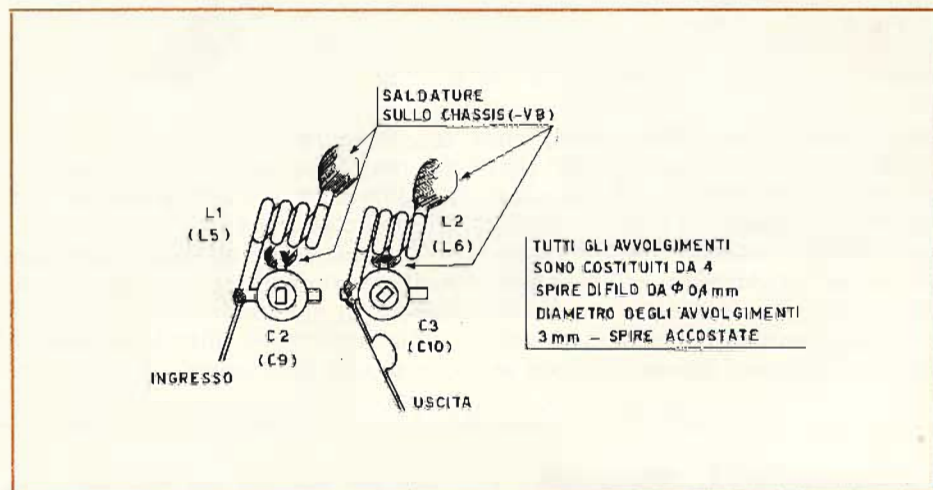



Fig. 3 - Accordi di ingresso ed uscita.

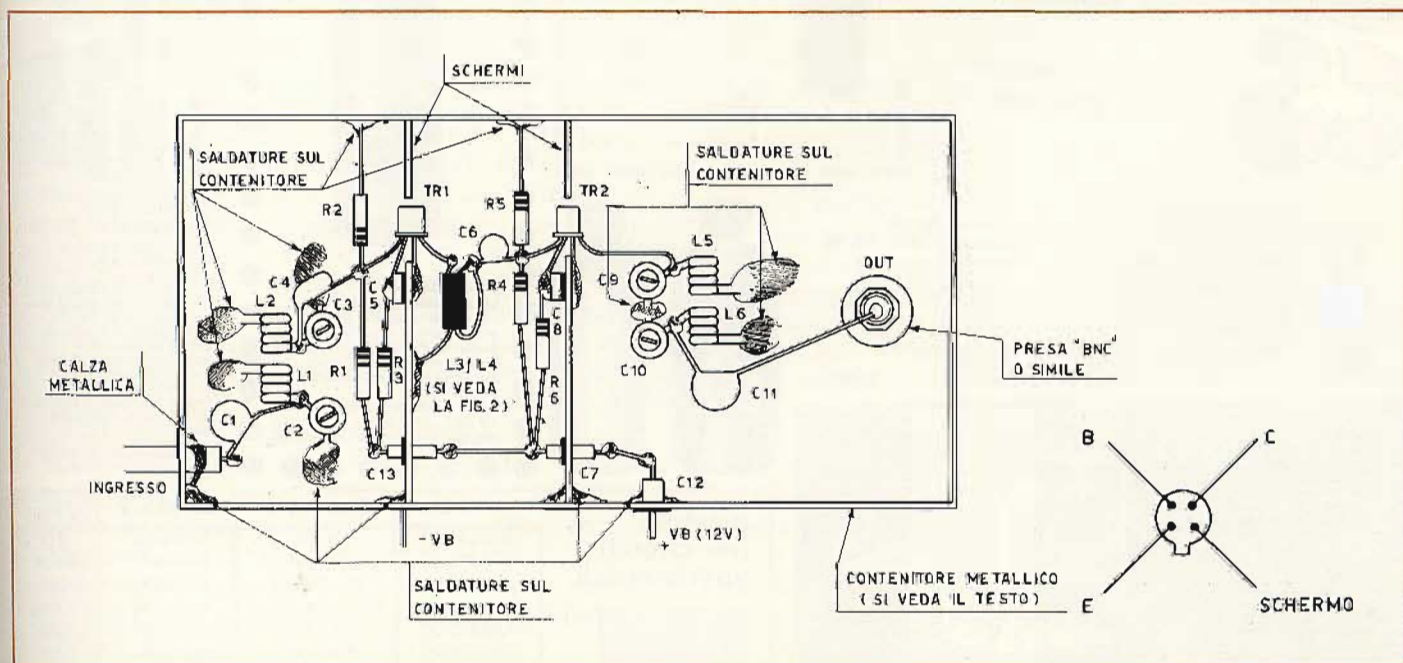



Fig. 4 - Piano di montaggio, e disposizione dei terminali dei transistori.

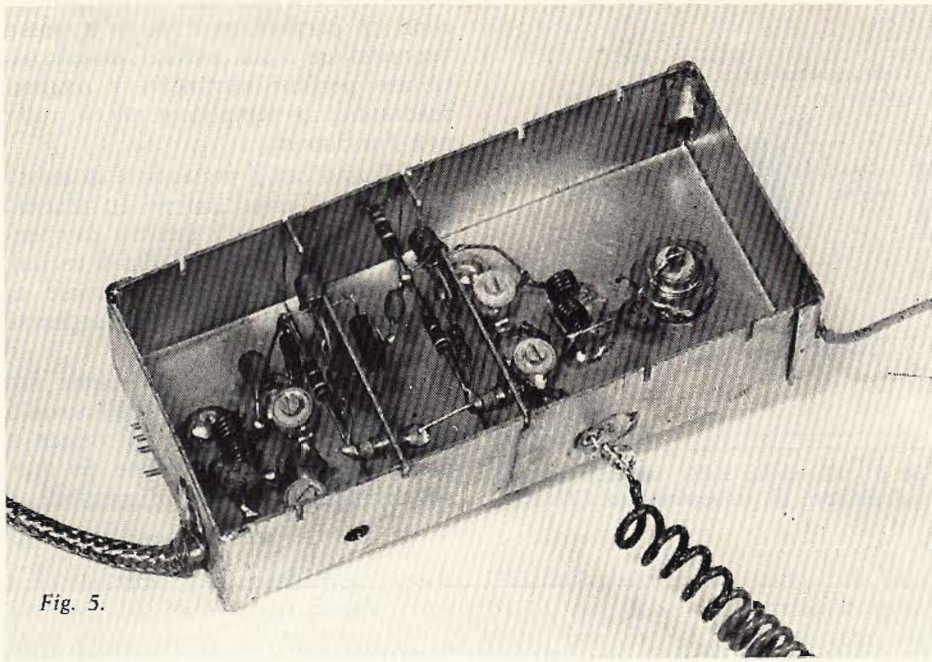



Fig. 5.

meglio non tentare l'allineamento con mezzi di laboratorio arrangistici, tipo generatori funzionanti in armonica, misure di tensione all'uscita o simili, ma procedere secondo il «field-mode» che si può tradurre in «allineamento sul campo».

In altre parole, l'antenna sarà collegata all'ingresso, tramite il baloon se occorre, e l'uscita al televisore (sempre tramite un baloon se è necessario). Si alimenterà il booster con 12 V e si vedrà cosa succede.

Probabilmente, all'inizio delle operazioni, la ricezione sarà **peggiorata**, rispetto al normale.

Ruotando però alternativamente e con piccoli spostamenti C2 e C3 (ovviamente per queste manovre è necessario l'impiego di una chiave per taratura in plastica VHF) si noterà un pronto incremento nella qualità. Andando dall'ingresso all'uscita, si regoleranno C9 e C10 sin che i toni grigi dell'immagine (il lavoro è da farsi in presenza del monoscopio) o i colori risultino «netti».

Dopo la regolazione «grossolana» si potrà passare a quella fine, tenendo d'occhio in particolare le «bandierine» presenti sull'immagine. Una volta che la banda passante sia ottima, e l'accordo «centrato» si potrà apprezzare un video completamente **diverso** da quello usuale; molto più contrastato, arricchito, stabile. Chiuderemo dicendo che l'amplificatore può ovviamente operare sulla Banda I, sempre VHF, che corre tra 53 e 67 MHz con i canali A e B.

Diciamo «ovviamente» perché se un apparecchio di questo tipo dà buoni risultati a frequenze elevate, a maggior ragione lavora ancor meglio su quelle basse. Ci risulta che i canali A e B siano serviti abbastanza bene, in Italia, quindi inizialmente li abbiamo trascurati; se però occorre «rinforzarli», basta adeguare gli avvolgimenti alla gamma, portando il diametro di L1-L2-L5-L6 a 10 mm ed aumentare C2-C3-C9 e C10 a 3-30 pF.

TELE
RIPARAZIONI

CINQUE STRANI GUASTI CON UNA MATRICE COMUNE

di G. BRAZIOLI

Quando un televisore a valvole entra in laboratorio con un guasto, solitamente le prime misure che si eseguono sono quelle relative alle tensioni anodiche. Scoprendo che un tubo, invece di avere + 300 V all'anodo, ne ha soli + 50 V o altro valore, si dice: «Oh, ecco trovato!». Trovato che? In effetti non si è scoperto altro che un indizio, *perché rintracciare la vera causa del calo di tensione può essere ancora molto difficile, come dimostrano queste note.*

IL VERTICALE FA I DISPETTI

Un vecchio televisore General Electric, che aveva già dato numerosi fastidi in passato, entrò in laboratorio con un evidente difetto nel verticale. Acceso, si osservava solo una linea orizzontale brillante che attraversava il tubo. La prima cosa da fare era ridurre la luminosità, prima che i fosfori ne venissero danneggiati; quindi, con il tester si misurò l'anodica dello stadio finale: fig. 1. D'accordo, in tutti gli schemi di servizio, vi è una scritta ben chiara (magari in rosso) che intima: NON EFFETTUARE MISURE DI TENSIONE IN QUESTO PUNTO. Però, se si tocca **momentaneamente** il terminale anodico, il tester non si rompe. Dal rapidissimo saggio, in questo caso risultò che non vi erano davvero pericoli, poiché la placca del tubo 6GF7 aveva una tensione eguale a zero!

Seguendo il circuito a «vista», si notò subito che il resistore di disaccoppiamento «R1» era gonfio e annerito, probabilmente «cotto». Staccato dal circuito e misurato, manifestò infatti un valore di oltre 700.000 Ω al posto dei 1.000 Ω che avrebbe dovuto avere.

Sostituito il pezzo, l'apparecchio sarebbe dovuto tornare in funzione; viceversa, il nuovo resistore iniziò rapidamente ad emettere... fumo, mentre il trasformatore di uscita accennava a scaldarsi pericolosamente. Che fosse in cortocircuito verso massa? Apparentemente lo era, perché l'anodo del tubo, verso lo chassis, manifestava una resistenza di appena due-tre Ω.

Staccato però il terminale del primario diretto al C1, la resistenza avvolgimento - chassis risultò infinita.

A questo punto, la 6GF7 fu sfilata via dallo zoccolo, e si misurò la resistenza tra il piedino dell'anodo e la massa; risultato: sempre due-tre Ω! Esclusa una rottura nel portavalvola, che all'ispezione risultava in ordine, rimaneva solo in dubbio la bontà del C1; infatti, il condensatore, staccato da massa risultò in corto: ovvero dotato di una resistenza interna di quei due o tre Ω che sin dall'inizio risultavano dalle varie misure. Sostituito C1, ripristinata la connessione del T1, messo a posto il tubo, il televisore riprese subito a funzionare senza altri problemi.

L'ORIZZONTALE ... «CANTANTE»

Un portatile Admiral da 14" giunse sul banco di servizio con una strana accoppiata di sintomi: niente «raster», schermo buio, e contemporaneamente si udiva un sibilino acutissimo che pareva giungere dall'audio.

Portato al minimo il controllo di volume, però, il fischio rimase, quindi apparve chiara la sua sorgente: si trattava del trasformatore orizzontale, che invece di lavorare alla soglia dell'ultrasuono, vibrava meccanicamente ad una frequenza di circa 9.000 - 10.000 Hz.

Era quindi necessario verificare la serie di stadi di riga, e come prima prova si misurò la tensione anodica dello stadio oscillatore; risultato: 65 V invece di 135!

Fortunatamente era disponibile lo schema dell'apparecchio, ed osservandolo, si notò che il circuito anodico era piuttosto semplice: figura 2. Le parti più sospettabili, per lo strano abbassamento della tensione, potevano essere il resistore R1 e magari il «tank ringing», ovvero la bobina oscillatrice L1 in parallelo con il condensatore di accordo C1.

Per un istante, si sperò fervidamente che R1 fosse «cotto», ma alla misura, invece si mostrò ottimo: eh, sarebbe stato troppo facile, trovarlo difettoso, e di facile, nelle riparazioni TV, solitamente si incontra ben poco!

Il condensatore C1 era altrettanto normale, e l'avvolgimento non era aperto, «passando» la tensione. Il guasto iniziò a delinearsi del tipo da-tre-caffé-e-due-Aspro.

Dopo aver meditato convenientemente, con un voltmetro elettronico, si misurò la tensione di griglia controllo della 6FQ7: risultato, invece dei —50 V previsti, ne erano

presenti solo 4,5! Quindi, la tensione anodica alterata era un **falso sintomo;** con una polarizzazione tanto bassa, il tubo assorbiva una corrente eccessiva, e di conseguenza sulla R1 si produceva una caduta di tensione molto più grande che in condizioni normali. Dannazione. Ma perché il tubo funzionava così?

Qui venne in aiuto il sibilo udito in precedenza; con tutta probabilità per un errore nella frequenza di oscillazione. E quali parti potevano essere responsabili per l'errore? C1 oppure L1; altre no di certo. La sostituzione del C1 non diede alcun beneficio, ma non appena cambiato l'avvolgimento il raster tornò immediatamente. Svolgendo la bobina sostituita risultò chiaro un cortocircuito tra il secondo strato di spire ed il quinto, provocato da una perdita di isolamento nello smalto. Morale: spesso, la tensione anodica ridotta, in uno stadio, ha ben più cause, di quelle tradizionalmente conosciute!

Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

UN AFFARE INGARBUGLIATO

Il televisore più o meno portatile Edison (già rifiutato da altri riparatori) presentava due sintomi contemporanei; suono incredibilmente basso come volume, sincro difettoso.

Si decise di controllare per primo l'audio, essendo questo circuito assai più semplice dei sincronismi: fig. 3.

Come prima prova, misurando la tensione anodica del tubo 6AQ5, tradizionale elemento di potenza, il «perché» del suono limitatissimo fu subito chiaro; invece dei 220 - 230 V che dovevano essere presenti, la tensione relativa era... 15 V!

Il circuito fu «tracciato all'indietro» per vedere da dove veniva l'alimentazione + B, cosicché si giunse ad un punto comune a diversi circuiti che facevano tutti capo ad un resistore da 2.200 Ω, 10 W, parte di un divisore di tensione. Ovviamente si pensò al solito elemento alterato, ma con sorpresa, invece, il «candelotto» alla misura risultò ottimo, perfetto. Quindi, per l'audio, nulla da fare.

Con dispiacere, allora si pensò all'esame del sincro, tenendo pronti tre Aspro e quattro caffé.

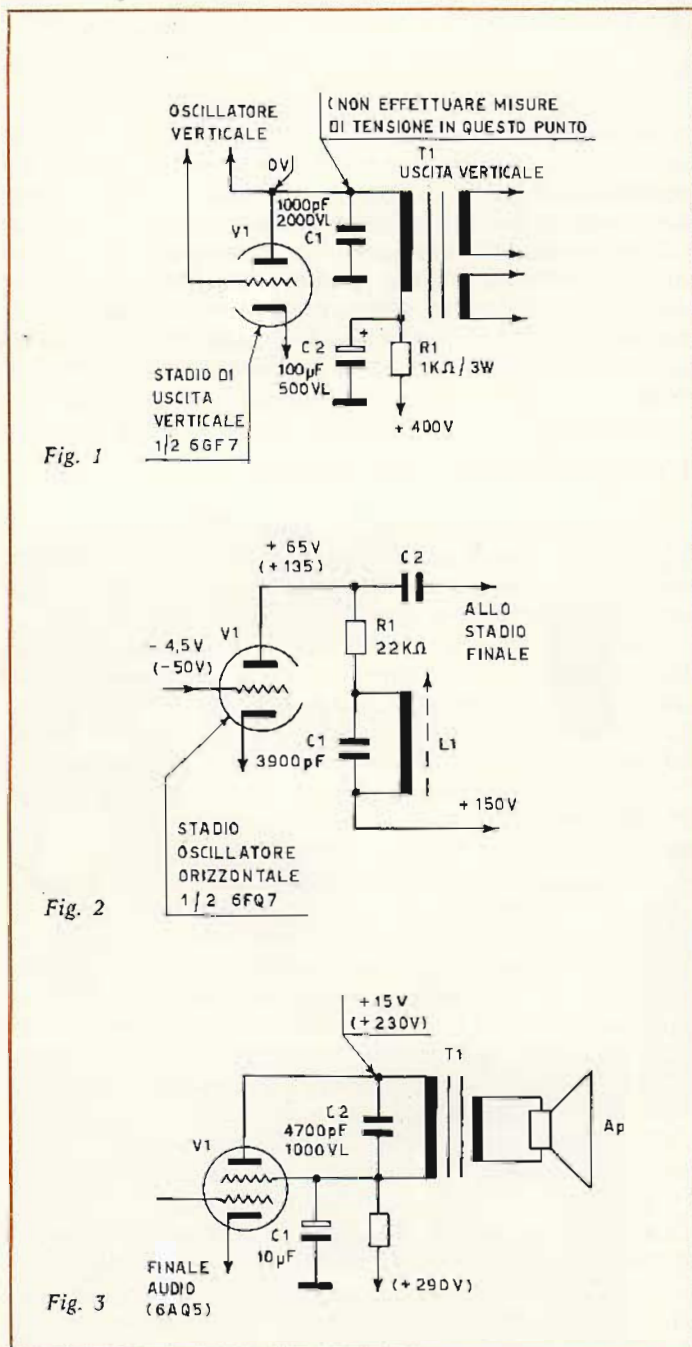
Ancora una volta! L'anodo del triodo separatore compreso nel tubo 8KA8 (figura 4) risultava pressoché privo di tensione, e, vedi caso, questo stadio era alimentato dal medesimo resistore a «candela» visto prima, ovvero faceva capo al medesimo punto del divisore di tensione. L'AT, verso il sincro, era filtrata da tutto un complesso di resistori e capacità, ma misurando il centro del complesso «a freddo» in resistenza, verso il telaio, si poteva notare un valore fisso dell'ordine di 10.000 Ω, assolutamente ingiustificabile. Visto che nulla altro poteva essere d'aiuto, si decise di provare (!!) uno per uno i condensatori bypass, ed in tal modo si trovò che il C2 esibiva una **resistenza interna** dell'ordine di 12.000 Ω.

Poiché un condensatore a film plastico in buono stato non ha alcuna resistenza interna, il C2 fu sostituito e... centro! Il televisore esibì subito un suono forte e chiaro, ed un sincro a prova di lampo. Il condensatore maligno, non era in corto, il che avrebbe facilitato la ricerca; ma si «accontentava» di funzionare da resistore-partitore verso massa, sottraendo circa il 90% della tensione anodica dagli stadi audio e sincro; di qui il doppio difetto.

LA MEDIA FREQUENZA TRADITRICE

Quando il tecnico incontra uno chassis che ha una buona luminosità sul tubo, ma niente audio e niente segnale video, il guasto può essere in molti punti, dal tuner al finale video e non resta che armarsi di buona pazienza e procedere al rintraccio. Una prova tradizionale è verificare se la tensione anodica dei due primi stadi amplificatori di media frequenza è regolare. Ove non lo sia, cioè risulti più bassa del normale, il circuito AGC può essere sospettato a buona ragione.

In un televisore Geloso molto vecchio, ma molto caro al proprietario, che ne vantava le qualità di definizione e suono, si presentò proprio la sintomatologia detta.

Ovvero, mancando suono e video, misurato il + B, invece della tensione di + 135 V che sarebbe dovuta esser presente, se ne evidenziò una di + 40 V. Ciò non avveniva disabilitando il controllo automatico, quindi era ovvio supporre che non funzionasse, e che la tensione ridotta fosse quindi causa di un assorbimento eccessivo, dovuto appunto ad un mancato AGC. Il tutto funzionava secondo il classico schema di figura 5, con le griglie degli stadi derivate al

negativo automatico, per cui più segnale all'ingresso, con il tutto regolarmente in funzione, corrispondeva ad una maggiore polarizzazione, e meno intensità ad una minore, senza che in nessun caso potesse intervenire un sovraccarico.

Certo, il valore anodico avrebbe potuto indurre in errore un serviceman novello, che si sarebbe forse dato a ricercare il difetto lungo i partitori di alimentazione, perdendo ore senza risultati.

Invece, al corrente di questi «scherzi traditori» prodotti sovente dagli chassis di media, il + AT fu lasciato tranquillo, e si collegò una batteria dalla tensione regolabile mediante un potenziometro da 1 MΩ tra chassis e punto di ritorno generale dell'AGC, con il negativo diretto alle griglie, come si vede.

Effettuata questa connessione, fu sufficiente aggiustare il potenziometro per ottenere l'immediato ritorno dell'audio e del video, con la tensione anodica regolare di + 135 V.

Visto che l'AGC «artificiale» funzionava, quello «naturale» fu attentamente ispezionato e si trovò il controllo semifisso della sensibilità (un trimmer posto nel retro dello chassis) ossidato, con il cursore che aveva cessato di far contatto. Effettuata la sostituzione il valoroso televisore riprese a funzionare bene come sempre, con gran gioia dell'affezionato proprietario.

ALLARME! MANCA IL ROSSO!

Una delle prime riparazioni relative a televisori a colori che capitò in laboratorio, fu relativa ad un apparecchio «Secam» della Eclair, un valvolare importato in coincidenza delle prime emissioni sperimentali, quando ancora non si sapeva se la R.A.I. avrebbe scelto il sistema francese o tedesco (o magari americano!).

In quel caso mancava il colore rosso, e fu necessario spiegare al cliente che negli chassis di vecchia costruzione, tale sintomo di solito denunciava la rottura del cinescopio tricromatico, perché, essendo il catodo del rosso più debole come emissione, già di fabbrica lo si realizzava in modo tale da dare un rendimento più elevato «per forza» sollecitandolo maggiormente, con una temperatura più alta. Di conseguenza, sempre nei modelli vecchi, durava meno. Il cliente si augurò che il guasto fosse altrove, ma purtroppo l'ipotesi si rivelò esatta. Il tubo dovette essere cambiato, e fu presentata una fattura di 55.000 lire (i vecchi TRC «colors» erano maledettamente costosi!).

Così, quando dopo due anni, il televisore manifestò nuovamente la mancanza del «rosso», il cliente si preoccupò assai, ed anche gli addetti al servizio, si preoccuparono, perché non si fa una figura troppo bella quando si cambiano pezzi costosissimi a distanza piuttosto breve.

Quindi, ricevuto l'apparecchio difettoso, la prima cura fu quindi collaudare l'efficienza del cinescopio, e tutti respirarono di sollievo potendo escludere che il tubo si fosse rotto (è da notare che anche se erano passati due anni, le ore di lavoro effettive per il televisore erano poche, perché durante il primo anno mancava il ripetitore della Francia).

Per verificare che il difetto fosse altrove, semplicemente si misurò la tensione anodica dell'amplificatore R-Y, ed appunto qui si riscontrarono 80 V invece di 170.

Così il tricatodo era salvo; ma allora, il difetto da dove aveva origine?

Lasciando il televisore in azione, si notava (fig. 7) che R1, la resistenza di carico del tubo interessato, letteralmente si arroventava.

Poiché la sua superficie come di solito in questi casi era divenuta rugosa e squamata, la si misurò, ed ecco trovata una anormalità grave: da 27.000 Ω, il valore era salito a qualcosa come 1 MΩ!

Ovviamente l'elemento fu cambiato, ma senza successo, dato che il televisore, riacceso, continuò a non riprodurre il rosso mentre il resistore nuovo a sua volta tornò ad arroventarsi come il precedente.

Dall'esame dello schema (eh, queste case francesi!) Come fanno bene ad incollarlo di fianco al mobile!) risultò che il tubo 6GU7 in questione aveva ben poche parti nel circuito della placca, ed esaminandole a freddo una per una, risultarono tutte perfettamente in ordine.

Assunto che il guasto era del calibro da quattro Aspro-cinque-caffé-un-cognac, si pensò di sacrificare il nuovo

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

resistore per effettuare frettolose misure mentre bruciava; almeno per la tensione di catodo e di griglia controllo.

Alla rapida prova, risultò che su tutti e due gli elettrodi era presente una tensione di 9 V. Come si vede nello schema elettrico, una tensione del genere sarebbe potuto essere accettata per il catodo, ma non certo per la griglia, che doveva funzionare esattamente a «zero» VCC.

Che fare?

Si stabilì di effettuare una nuova misura nello zoccolo del tubo sfilandolo via; stavolta sia la griglia controllo che il catodo, ovvero i relativi terminali, non denunciavano alcuna tensione; ergo, le polarizzazioni misurate in precedenza dovevano dipendere dal lavoro del triodo e non da qualche eventuale «pasticcio» nell'accoppiamento con lo stadio precedente, come il C1 in perdita.

Anzi, il pilotaggio doveva mancare del tutto, perché avvenissero i fenomeni detti.

Si provò comunque a sostituire il condensatore di ingresso, che poteva essere aperto, ma senza risultato; poi si passò alla bobinetta di compensazione, convinti di trovarla in ottime condizioni non essendo sottoposto al passaggio di correnti intense; invece risultava interrotta, aperta!

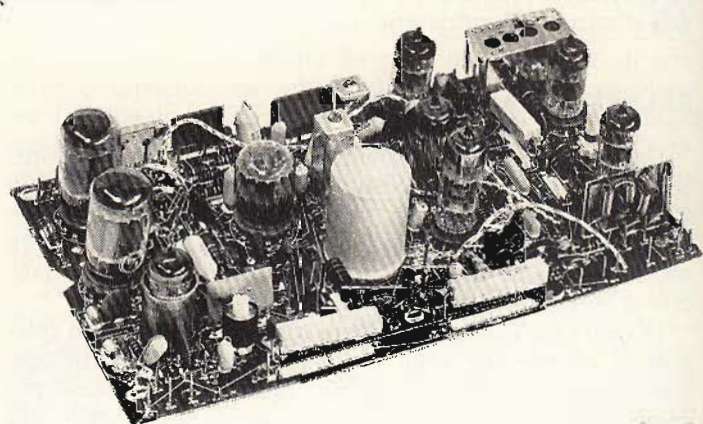



Fig. 7

Così, finalmente, ogni «tessera del mosaico» andò a posto. Mancando il segnale di pilotaggio, evidentemente, il rosso non poteva essere controllato, e frattanto lo stadio lavorava anche in modo anomalo. Infatti, essendo sbagliato il punto di lavoro, si avevano le strane polarizzazioni misurate. Queste, a loro volta, causavano un eccesso di corrente anodica assorbita, e l'eccessiva intensità il calo della tensione ed il surriscaldamento del resistore di carico. Un pochino diabolico, ma i «colors» combinano sia questo che altro.

CONCLUSIONE

Dicevamo all'inizio che quando si scopre una tensione anodica innaturalmente bassa, si ha un sintomo importante, ma «solo» un sintomo, perché il guasto che la provoca può essere di tutti i generi. Crediamo di aver dimostrato il concetto, con questa chiaccherata, anche se il numero di casi esaminati, in relazione con lo spazio disponibile, è stato modesto. Speriamo però di aver chiarito un'altra cosa importante, cioè che non vi è situazione che non possa essere risolta in modo soddisfacente, se, invece di osservare manifestazioni che tendono a portare fuori strada, si ragiona in modo **logico**.

di Lucio BIANCOLI

DALLA
STAMPA ESTERA

DISPOSITIVO AD ONDE ACUSTICHE DI SUPERFICIE
(Da «Wireless World» Agosto 1976)

Il fenomeno fondamentale della propagazione delle onde nei materiali allo stato solido è già ben chiaro: le onde acustiche longitudinali e trasversali ci sono abbastanza familiari, ma i modi secondo i quali si propagano le onde di superficie sono meno noti, fatta eccezione per le onde del mare.

I modi di propagazione delle onde di superficie sono una combinazione di movimento di particelle in senso longitudinale ed in senso trasversale, per quanto riguarda i materiali solidi, e — sotto questo aspetto — la conoscenza umana è rimasta pressoché statica fino al giorno in cui alcuni scienziati negli Stati Uniti hanno ottenuto una efficace generazione di onde acustiche nei solidi costituiti da cristalli piezoelettrici.

I dispositivi di questo generatore presentano le seguenti caratteristiche sostanziali:

— Struttura planare, per cui possono essere quindi rapidamente prodotti.
— La velocità di propagazione delle onde è di tipo non dispersivo, di conseguenza è facile allestire dispositivi a fase lineare.
— Le prestazioni possono essere quasi interamente determinate in base alla geometria degli elettrodi.
— Le onde sono accessibili lungo l'intero sviluppo longitudinale, per cui è possibile applicare delle prese intermedie.
— I substrati possono essere scelti in modo da risultare stabili, facilmente riproducibili, e con una certa costanza delle caratteristiche rispetto alla temperatura.

La **figura 1-A** rappresenta la struttura tipica di un corpo solido, munito di elettrodi predisposti appunto per ottenere la produzione di onde di superficie: i suddetti elettrodi presentano una struttura a pettine, e ne sono previste due coppie, di cui una di ingresso ed l'altra di uscita.

Il substrato è di materiale piezoelettrico, accuratamente orientato, ed il funzionamento viene predisposto in modo da ottenere il comportamento evidenziato nella rappresentazione grafica illustrata in **B** alla stessa figura 1.

Una volta chiariti i concetti fondamentali sui quali si basano i dispositivi funzionanti appunto con onde di superficie, l'Autore passa alla descrizione sufficientemente dettagliata dei filtri a banda passante, rappresentandone alcuni esemplari in vedute fotografiche, ed altri con semplici schemi illustrativi, che ne chiariscono la struttura circuitale ed il principio di funzionamento.

In particolare, un altro paragrafo viene dedicato agli oscillatori, con riferimento alle unità per la compressione degli impulsi coerenti, ed ai dispositivi di ritardo di tipo variabile.

TRE CIRCUITI DI NUOVA CONCEZIONE
(Da «Wireless World» Agosto 1976)

Nella solita rubrica intitolata «Circuit Ideas», la rivista descrive questa volta un particolare tipo di sonda adatta alla misura di tensioni, sulla quale non riteniamo tuttavia opportuno dilungarci, in quanto già numerose volte ci siamo occupati della descrizione di analoghi circuiti. Il secondo schema proposto è invece dal «tester» a transistori per letture dirette, vedi **figura 2.**

L'amplificatore operazionale che lo costituisce fornisce la corrente di base al transistore sotto prova, il cui funzionamento provoca la presenza di tensioni uguali tra loro ai terminali di ingresso dello stesso amplificatore operazionale.

Se la tensione di riferimento è di 5,3 V, si ottiene una corrente di base di intensità sufficiente per determinare il passaggio attraverso il circuito di collettore della corrente di 1 mA. Il guadagno del transistore corrisponde quindi al rapporto tra questa corrente e la corrente di base, e la scala dello strumento a indice viene tarata in modo da consentire la lettura immediata.

Ne deriva che il punto corrispondente

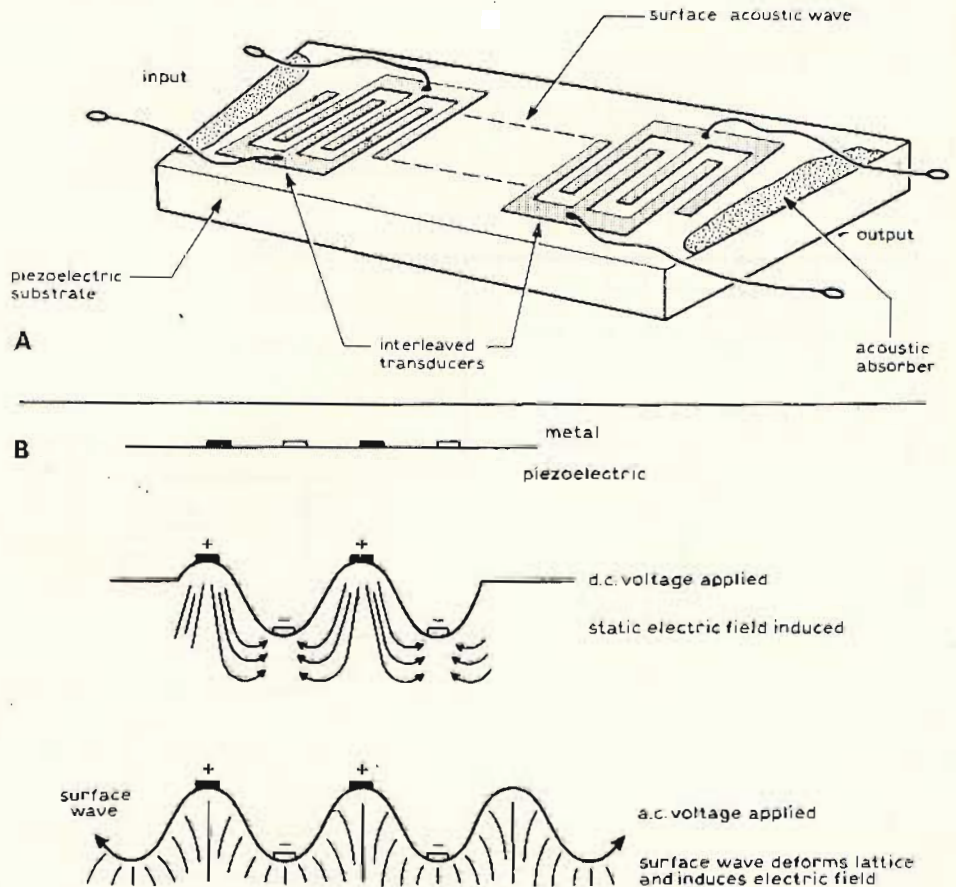



Fig. 1 - (A) Struttura tipica di un cristallo piezoelettrico, munito delle due coppie di elettrodi per la produzione di onde di superficie. Sotto (B), si osserva come le tensioni applicate tra gli elettrodi provocano perturbazioni nella superficie del materiale piezoelettrico, che si propagano attraverso lo stesso materiale sotto forma di onde.

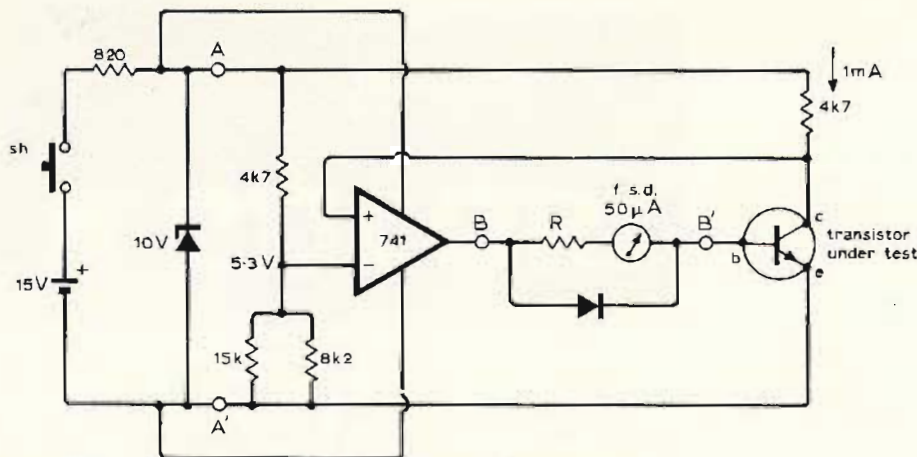



Fig. 2 - Circuito elettrico del prova-transistori a lettura diretta.

ad una corrente di 50 µA può essere contrassegnato con un valore pari a 1.000 : 50 = 20, e così via.

Il resistore e il diodo servono per proteggere lo strumento contro gli eventuali sovraccarichi, che possono verificarsi quando si prova un transistore con guadagno nullo.

Infine, il resistore in serie allo strumento deve essere di valore tale da presentare una resistenza globale di 5 kΩ: per la prova semiconduttori del tipo di «p-n-p» si provvede all'adattamento di un commutatore che serve ad invertire la polarità della tensione di alimentazione, e quella dello strumento.

Altri circuiti descritti nella rubrica sono costituiti da un contatore rapido, e dal generatore di «tone burst» per il conteggio di impulsi al millisecondo, il cui schema completo è riprodotto alla **figura 3.**

Il tempo di salita di uno strumento viene definito con una certa precisione, e questo dispositivo può essere usato con l'aggiunta di un oscillatore di bassa frequenza, per produrre appunto i treni di impulsi acustici.

Gli stadi Tr3 e Tr4 costituiscono un multivibratore monostabile, di cui fanno parte diversi condensatori che possono essere commutati alternativamente.

Il monostabile viene innescato ogni cinque secondi mediante il circuito astabile costituito da Tr1 Tr2. Un oscillatore audio fornisce un segnale ridotto in impulsi ad opera dell'uscita monostabile, tramite il commutatore a transistore costituito da Tr5 e R14.

Questo commutatore viene polarizzato in modo da consentire l'uscita di + 8 dB, è inoltre allestito in modo da evitare variazioni del livello della tensione a corrente continua e la presenza di transistori che potrebbero dare adito a risultati erronei.

L'impedenza di carico non deve essere inferiore a dieci kΩ, il che determina una perdita di trasmissione di 6 dB. Se tale perdita non può essere tollerata, oppure se lo strumento sotto prova presenta una impedenza di ingresso di valore basso, il commutatore deve essere seguito da uno stadio ad accoppiamento di emettitore.

Un altro circuito descritto in questa rubrica è il rivelatore di fase di precisione molto sensibile, vedi **figura 4:** la base di questo dispositivo consiste in quattro rettificatori di precisione che funzionano come porte analogiche. Ciascuno di essi consente il passaggio dei segnali con una sola polarità, e può essere disattivato mediante l'applicazione di un segnale con caratteristiche adatte.

In qualsiasi istante una sola porta consente il passaggio di un segnale, e si ottiene quindi una tensione a corrente di uscita sommando e livellando le uscite provenienti dalle porte individuali.

Il riferimento di fase viene ottenuto mediante due onde rettangolari sfasate tra loro di 180°, che devono essere perfettamente simmetriche rispetto alla linea zero, e presentare inoltre un'ampiezza maggiore di quella del segnale di maggior tensione presumibilmente impiegato per eseguire le misure.

Le prestazioni di questo circuito sono più che soddisfacenti, ed inoltre non si riscontra in uscita la presenza di alcun segnale transitorio.

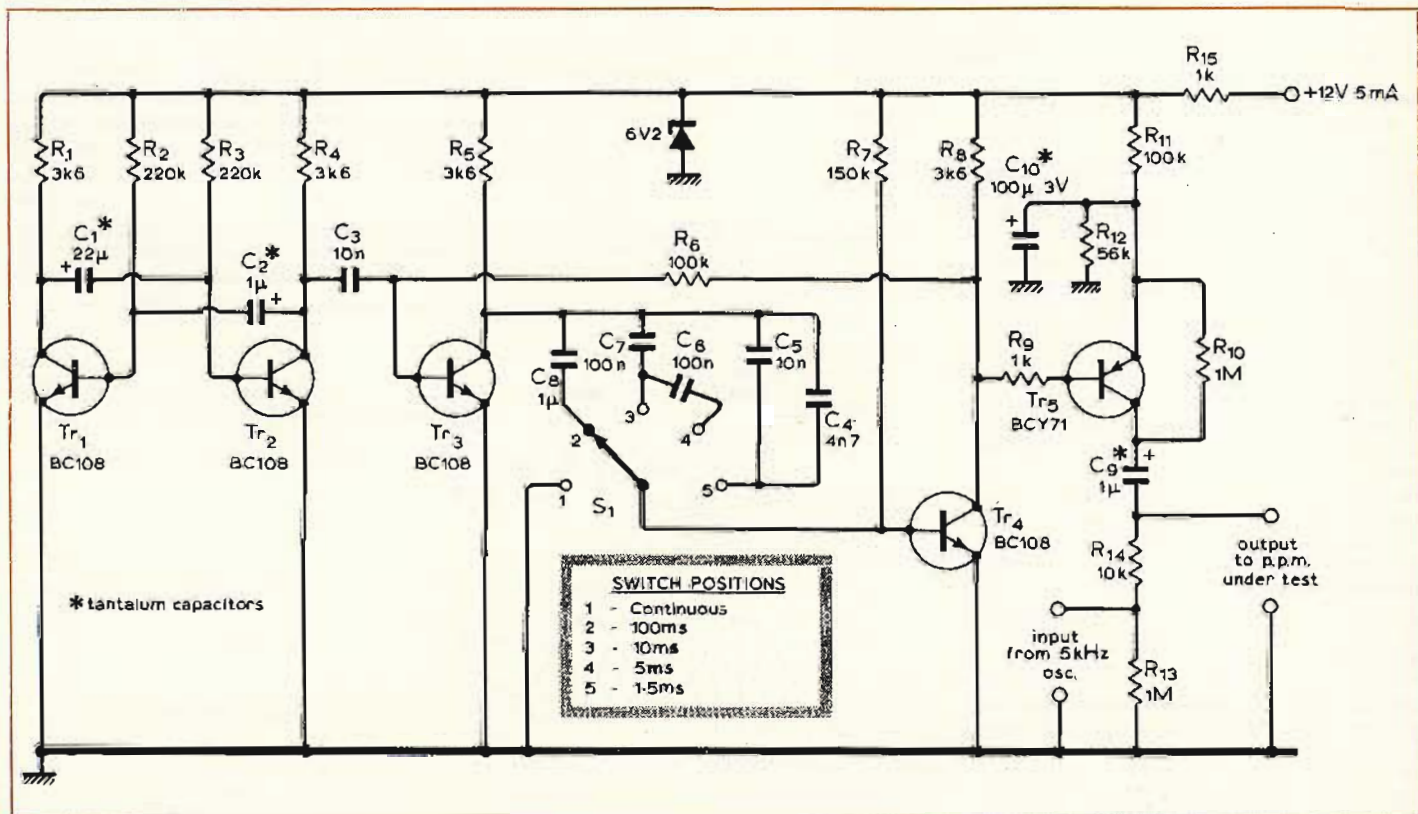



Fig. 3 - Schema del generatore di treni di impulsi, per la prova del comportamento di apparecchiature elettroniche di varia natura.

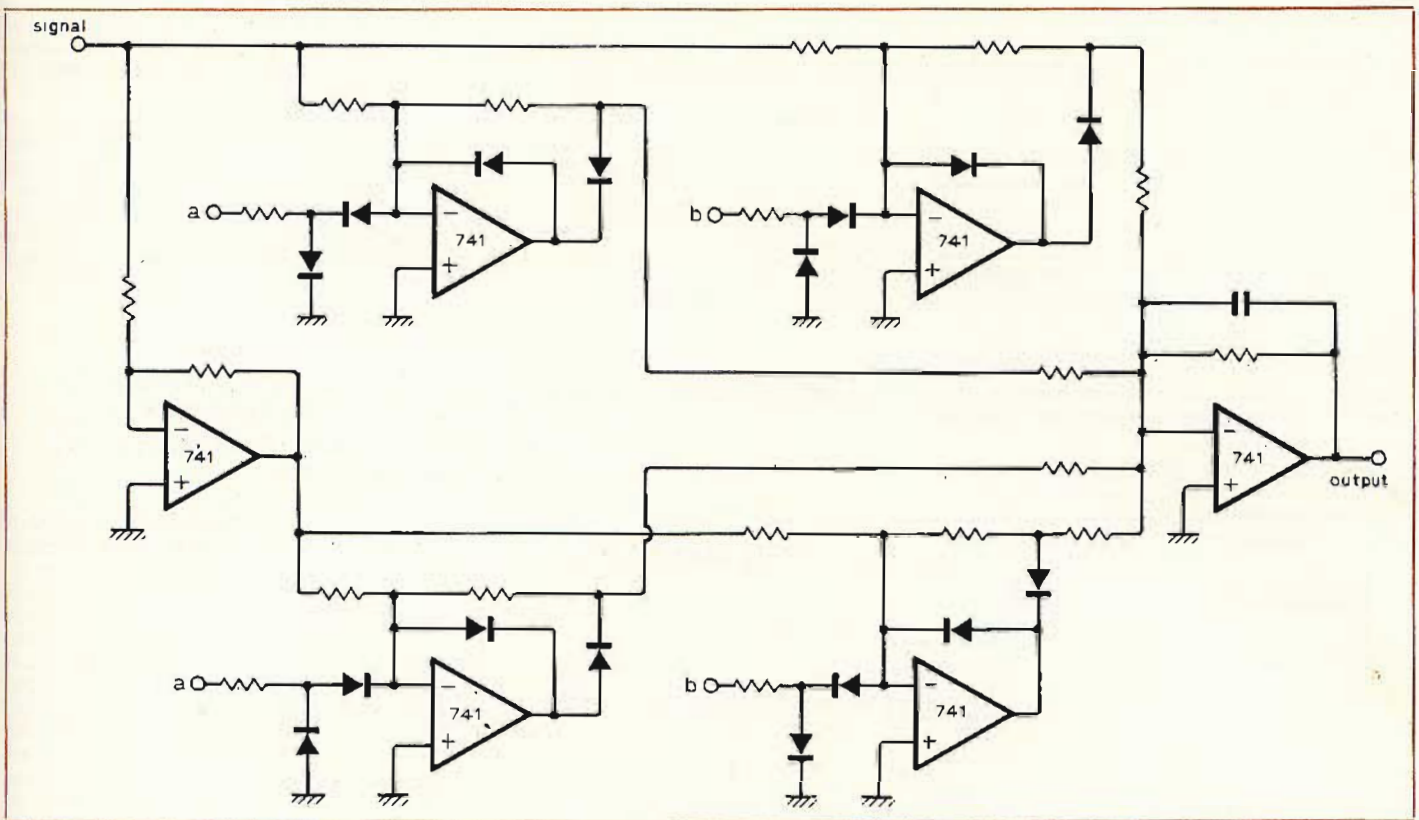



Fig. 4 - Il rivelatore di fase di precisione e di grande sensibilità presenta ottime caratteristiche di funzionamento ed un'estrema facilità di realizzazione, grazie all'impiego di circuiti integrati e di pochi componenti discreti.

PROBLEMI DI FILTRAGGIO, DI SCHERMAGGIO E DI COLLEGAMENTO A MASSA

(Da «Wireless Wòrld» Agosto 1976)

Le difficoltà che possono derivare da un inadeguato collegamento a massa, da uno schermaggio o da un filtraggio insufficiente, non possono essere facilmente previste o comprese, in quanto spesso derivano da componenti che non figurano nello schema elettrico, da condizioni di funzionamento che non sono state contemplate dal progettista, e — molto spesso — da diverse cause simultanee.

I problemi relativi al collegamento a massa ed allo schermaggio si presentano spesso soltanto quando alcuni dispositivi vengono collegati tra loro, e possono anche manifestarsi in modo intollerabile. Ciò rende particolarmente difficile la loro localizzazione, e sottolinea l'importanza di controllare con cura tutti i provvedimenti adatti ad eliminare le difficoltà di questo genere, che complicano spesso i collaudi, le riparazioni, ecc.

Per fare un esempio, i due schemi di **figura 5** sono riferiti a due diverse situazioni: in **A** è rappresentato un amplificatore audio o per strumentazione, alimentato attraverso la rete oppure attraverso una batteria tramite un invertitore. In questo caso i sintomi possono consistere in una corrente ad impulsi aventi una frequenza pari al doppio di quella di rete.

La difficoltà può consistere nella presenza di ondulazioni residue lungo il collegamento F-G, che provocano la presenza di una forza elettromotrice in serie all'ingresso. Il rimedio consiste nel sistemare diversamente la sequenza delle connessioni a massa, oppure nell'isolare rispetto a massa il circuito di ingresso, come si osserva appunto nella versione **B** della stessa figura.

L'articolo considera tre casi, di cui abbiamo illustrato il secondo, ed è di notevole interesse per i tecnici di laboratorio, in quanto fornisce geniali soluzioni che spesso sfuggono anche ai tecnici più esperti, soprattutto, quando il problema dei segnali interferenti non è il solo che deve essere affrontato.

PROVA DI IMPIANTI AD ALTA FEDELTA'

(Da «Radio Electronics» Giugno 1976)

Le apparecchiature moderne ad alta fedeltà hanno subito miglioramenti talmente radicali per quanto riguarda le prestazioni, che il laboratorio di assistenza non può più essere considerato adeguato, a meno che non disponga delle attrezzature necessarie.

In sostanza, il tecnico di servizio deve essere in grado di misurare con precisione tensioni, correnti e resistenze (in corrente continua e corrente alternata) su carichi di impedenza bassissima, media, alta ed altissima, e deve inoltre disporre di segnali di diversa forma d'onda, con possibilità di regolarne l'ampiezza e la frequenza indipendentemente, oltre che di voltmetri elettronici di grande precisione, di un analizzatore di distorsione, e di un oscilloscopio in grado di rivelare le mini-

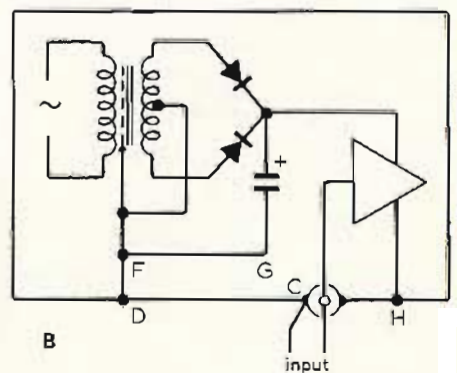
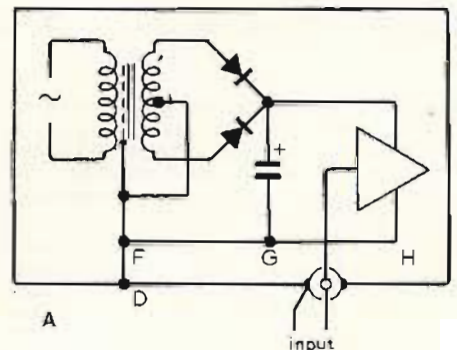



Fig. 5 - Questi due semplici schemi sono riferiti al secondo caso che viene considerato a titolo di esempio nell'articolo: in «A» l'amplificatore viene alimentato tramite la rete, oppure tramite una batteria seguita da invertitore. In basso, (B), è evidenziata la modifica del collegamento F-G per sopprimere le eventuali interferenze riscontrate.

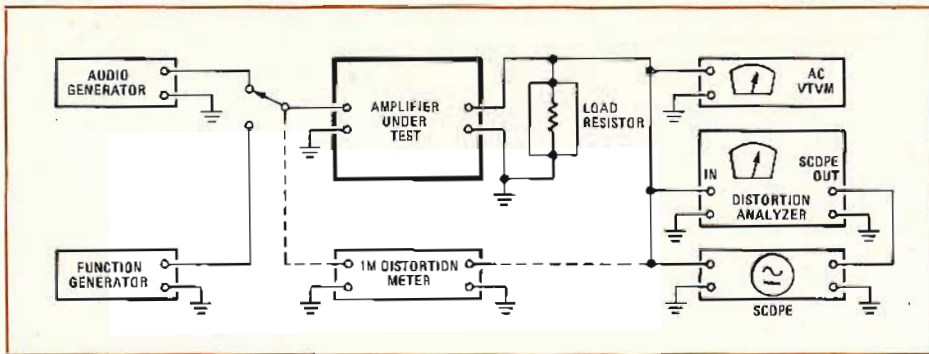



Fig. 6-A - Esempio di disposizione degli strumenti e dell'amplificatore sotto prova, per eseguire le diverse misure descritte nel testo.

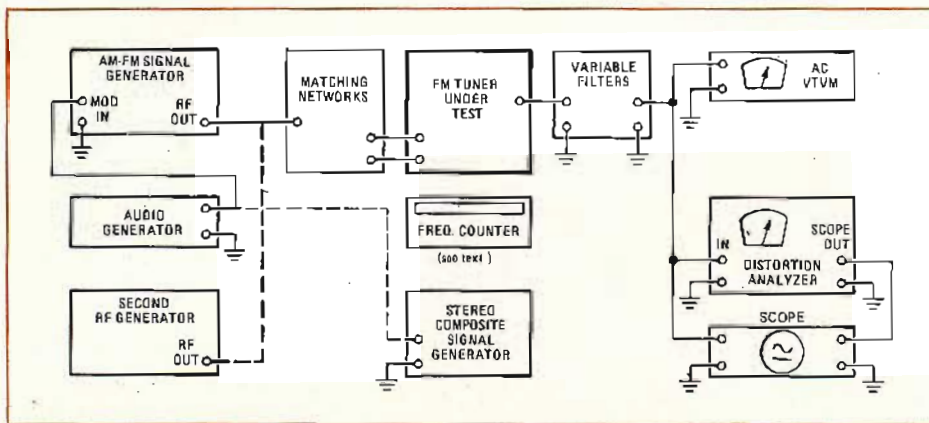



Fig. 6-B - Altro esempio di disposizione degli strumenti, per eseguire tutte le misure di collaudo e di funzionamento di un sintonizzatore per modulazione di frequenza.

me impedenze della forma d'onda dei segnali di uscita.

Un esempio tipico di allestimento di prova è quello illustrato alla **figura 6-A:** il rettangolino centrale in neretto rappresenta l'amplificatore sotto prova, nel quale vengono evidenziati i terminali di ingresso e di uscita: ai primi possono far capo indipendentemente un generatore di segnale di bassa frequenza, oppure un generatore di funzioni: allo stesso ingresso è però possibile collegare anche uno strumento per la misura diretta della distorsione, vale a dire uno sfasatore che permette di misurare in uscita il solo segnale residuo, dopo aver neutralizzato i segnali a frequenza fondamentale.

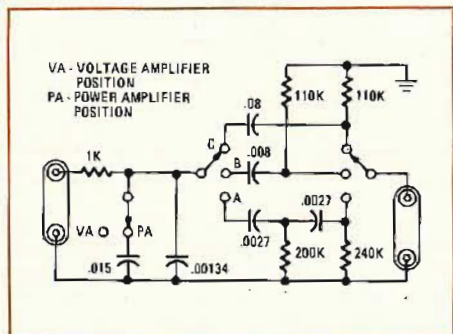



Fig. 6-C - Schema del circuito «weighting», mediante il quale è possibile ottenere i tre diversi tipi di curve per l'accertamento del rapporto tra segnale e rumore.

All'uscita dell'amplificatore deve essere applicato un carico adeguato per consentire il normale funzionamento degli stadi finali, ed infine in parallelo al carico vengono collegati un voltmetro elettronico per corrente alternata, l'analizzatore di distorsioni e l'oscilloscopio, rappresentati tutti a blocchi.

La figura 6-B è un altro schema a blocchi, riferito però questa volta ad un sintonizzatore per modulazione di frequenza, evidenziato anche questa volta al centro ed in neretto.

All'ingresso del dispositivo sotto prova vengono applicati i segnali provenienti da un generatore del tipo AM-FM, oppure da un generatore audio, o ancora da un secondo generatore di radiofrequenza, che può essere usato simultaneamente al primo per ottenere un fenomeno di battimento. Tra la sorgente di segnale e l'ingresso dell'amplificatore sotto prova deve essere presente naturalmente un circuito per l'adattamento dell'impedenza.

La strumentazione prevede anche la disponibilità di un contatore di frequenza, e di un dispositivo per la produzione di un segnale stereo composto, nell'eventualità che si tratti appunto di un sintonizzatore stereo.

All'uscita, tramite filtri a caratteristiche variabili, devono essere presenti un voltmetro di precisione per corrente alternata, ed il solito analizzatore di distorsione, unitamente all'oscilloscopio a raggi catodici.

La figura 6-C rappresenta lo schema di un dispositivo molto semplice del tipo denominato «weighting», che consente l'ottenimento diretto delle curve A, B oppure C, per eseguire le misure del rapporto tra segnale e rumore.

L'articolo sintetizza la tecnica di combinazione dei vari strumenti che possono essere necessari per seguire misure e collaudi, e precisa anche quali sono i provvedimenti da adottare in base all'attrezzatura disponibile, quando si tratta di controllare le prestazioni di un giradischi o di un registratore a nastro.

ALIMENTATORI A CORRENTE CONTINUA ED A BASSA TENSIONE

(Da «Radio Electronics» Giugno 1976)

La **figura 7** è uno schema che mette in evidenza le parti principali della sorgente da + 127 V mediante la quale vengono alimentati l'oscillatore orizzontale, lo stadio pilota e gli stadi di uscita di un dispositivo previsto sul circuito «flyback» fornisce impulsi varianti in senso negativo, la cui ampiezza è di circa 60 V. Questi impulsi vengono rettificati mediante un semplice circuito ad una sola semionda, che determina in uscita la presenza di una tensione di + 35,1 V. Questa tensione viene ridotta attraverso i resistori, in modo da ottenere separatamente le tensioni di + 21,5 e di + 21,2 V.

Con questo provvedimento risulta facile ottenere una semplice sorgente di alimentazione a corrente continua, in grado di funzionare con notevole precisione per scopi del tutto particolari, soprattutto quando si tratta di riparare ricevitori televisivi: è stato però previsto un avvolgimento terziario, sempre nel circuito «flyback»: questo avvolgimento fornisce una tensione di 8,6 V, che viene usata per alimentare il filamento del tubo a raggi catodici.

Naturalmente, se non si nota l'accensione del filamento del cinescopio, è chiaro che esiste un difetto nell'alimentatore «flyback». In tal caso è facile dedurre l'eventuale presenza di un transistore difettoso in uno qualsiasi degli stadi orizzontali, difetto che è facilmente identificabile attraverso le normali operazioni di analisi.

Si tratta, sostanzialmente, di un alimentatore di fortuna che può essere facilmente allestito in casi di emergenza, e che viene descritto naturalmente nella rubrica intitolata «Clinica di servizio di «Radio Electronics», che presenta spesso semplici soluzioni a problemi che vengono quotidianamente riscontrati in laboratorio.

DISPOSITIVO ELETTRONICO ANTIPARASSITARIO PER RADIO RICEVITORI

(Da «Electronique pour Vous» Ottobre 1976)

Il metodo che viene suggerito consiste nel sopprimere qualsiasi segnale presente all'uscita di un ricevitore, costituito da impulsi violenti e di breve durata.

L'esperienza ha dimostrato che l'intelligibilità del segnale utile non viene influen-

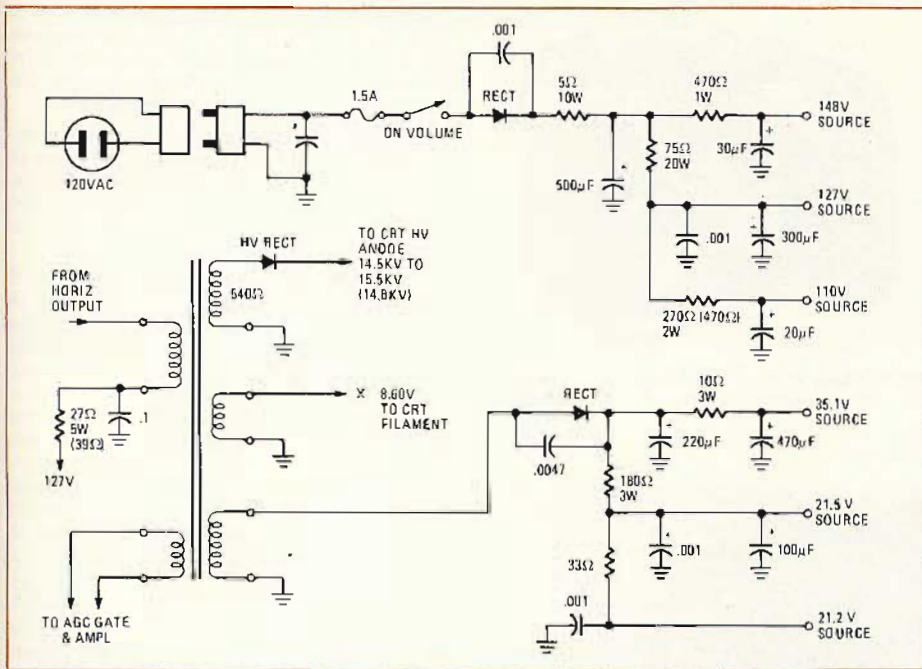



Fig. 7 - Circuito dell'alimentatore che è possibile allestire per eseguire misure di controllo sui ricevitori televisivi.

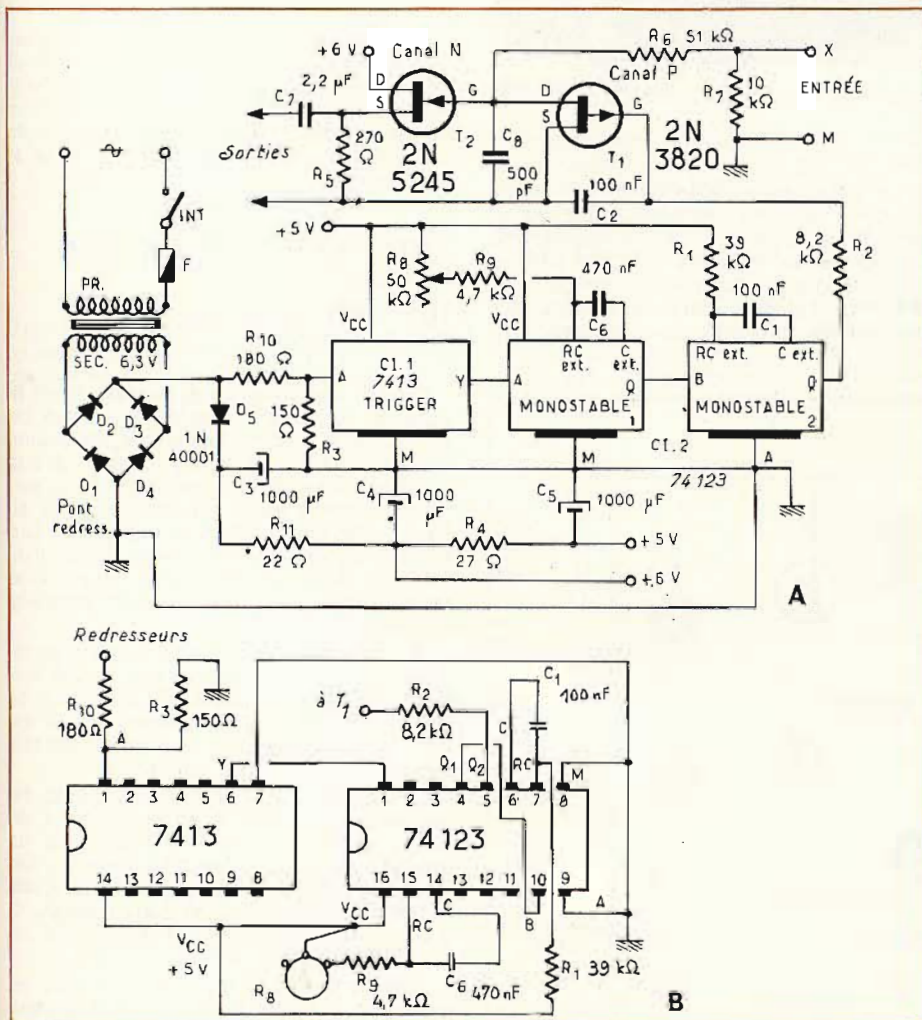



Fig. 8 - (A) Schema elettrico del dispositivo per la soppressione dei segnali parassiti che vengono spesso ricevuti unitamente alle radio-trasmissioni. (B) Versione pratica dello stesso schema, illustrante i collegamenti ai due diversi tipi di circuiti integrati.

zata da questi fenomeni di silenziamento molto brevi.

Il dispositivo, visibile in **A** alla **figura 8**, viene collegato tra lo stadio rivelatore ed il primo stadio di bassa frequenza del ricevitore, che non deve quindi subire alcuna modifica: il segnale che entra attraverso il punto X passa attraverso R6, e viene cortocircuitato o meno a massa, tramite T1, a seconda dell'entità della tensione che viene applicata all'elettrodo sensibile. T2 garantisce l'adattamento di impedenza rispetto all'uscita Y. Il controllo di T1 viene assicurato mediante un dispositivo elettronico a circuito integrato, alimentato e sincronizzato attraverso la rete.

Vengono impiegati per questa realizzazione due circuiti integrati del tipo TTL: un esemplare del tipo 7413 per il «trigger», ed un altro del tipo 74123 per allestire le due unità monostabili. La sezione **B** della stessa figura 8 illustra la tecnica realizzativa del dispositivo.

IL PROGRESSO ELETTRONICO RAGGIUNGE LE MACCHINE FOTOGRAFICHE

(Da «JEE - Journal of Electronic Engineering» - Agosto 1976)

I componenti elettronici hanno registrato progressi sorprendenti di impiego nelle macchine fotografiche di produzione più recente, soprattutto per quanto riguarda i modelli «reflex» a lente unica. I motivi della loro popolarità comprendono le elevate prestazioni, un'alimentazione stabile, lo sviluppo dei circuiti integrati ed una maggiore abilità agli effetti del montaggio di componenti di minime dimensioni, in uno spazio estremamente ridotto.

L'elettronica è stata sfruttata nel campo della fotografia per ottenere in modo automatico diversi risultati: tra essi figurano una messa a fuoco con controllo automatico, la regolazione automatica del tempo di esposizione, la regolazione automatica dell'apertura del diaframma, ed il controllo esatto dello scatto della lampa-

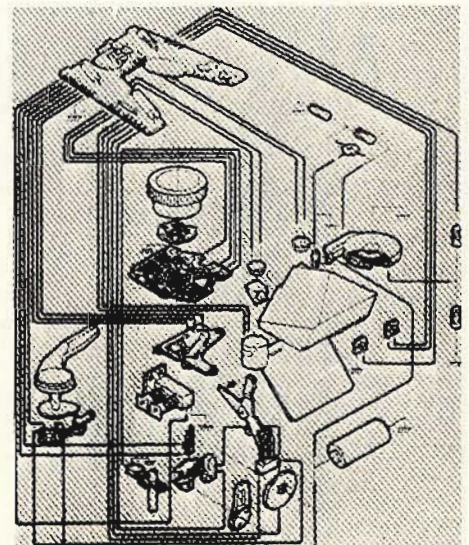



Fig. 9 - Riproduzione fotografica dell'impianto elettronico inserito in una moderna macchina fotografica del tipo Nikomat EL.

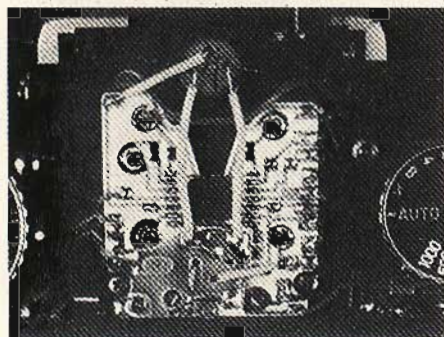



Fig. 10 - A sinistra veduta superiore dell'interno della macchina fotografica Minolta XE: a destra aspetto esterno della macchina fotografica Contax, il cui obiettivo comporta un'unica lente.

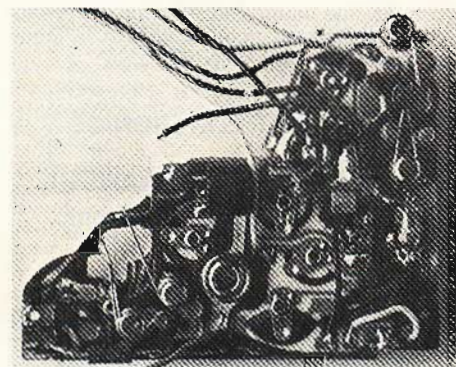
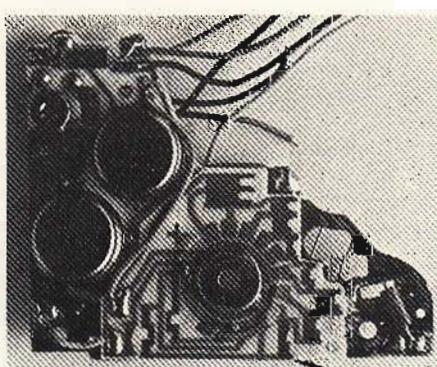



Fig. 11 - L'unità elettronica di controllo per macchine fotografiche denominata OM-2, vista dai due lati.

da del «flash», per le riprese all'interno con luce artificiale.

La **figura 9** è la riproduzione fotografica dello schema elettrico di un impianto di questo genere, installato all'interno della macchina fotografica tipo Nikomat EL: di questo complesso dispositivo fanno parte un esposimetro elettronico per la regolazione del tempo di esposizione, ed un secondo esposimetro per la regolazione automatica dell'apertura del diaframma.

Questi interessanti risultati vengono ottenuti impiegando naturalmente un circuito stampato, sul quale sono montati componenti miniaturizzati, in posizioni tali da non compromettere il regolare funzionamento dei prismi e dello specchio di riflessione, che cambia posizione ogni volta che viene scattata una fotografia.

La **figura 10** rappresenta a sinistra la parte superiore della macchina fotografica tipo Minolta XE, e a destra l'aspetto frontale di una macchina fotografica del tipo Contax, il cui obiettivo presenta un'unica lente.

In queste particolari applicazioni, è di importanza fondamentale la possibilità di montare il circuito e le parti relative alla minima distanza tra loro, anziché distribuire l'intero circuito all'interno del volume dell'apparecchiatura: i componenti elettromeccanici, come il grilletto di scatto ed il relativo commutatore, devono essere installati sul supporto di base. I conduttori che in un primo tempo collegavano i commutatori alla basetta a circuito stampato devono invece essere lasciati all'esterno, per semplificare l'intero circuito.

La **figura 11** illustra in alto la parte anteriore e in basso la parte posteriore dell'unità elettronica tipo Om-2: una coppia di commutatori viene formata nella parte superiore, mentre gli altri commutatori vengono allestiti lungo il lato inferiore sinistro. I resistori variabili di regolazione a loro volta fissati sul circuito stampato, anziché ricorrere all'impiego di componenti discreti.

L'introduzione dell'elettronica nelle macchine fotografiche ha permesso quindi di raggiungere un elevato grado di specializzazione, al punto tale che oggi è possibile ottenere ottimi risultati tecnici anche da parte di persone che non hanno alcuna esperienza nel campo della fotografia.

AMPLIFICATORE DI POTENZA IN CLASSE «A»

(Da «Electronique pour Vous» Ottobre 1976)

Questo amplificatore di potenza (vedi **figura 12**) funziona in classe «A», e può essere montato molto facilmente, in quanto non fa uso di alcun trasformatore. Le sue caratteristiche di funzionamento sono particolarmente stabili, e non subiscono alcuna influenza ad opera dei parametri particolari di ciascun transistore. I tipi indicati non sono affatto critici, e possono quindi essere sostituiti con altri esemplari di tipo analogo.

Un sistema di protezione contro i cortocircuiti viene realizzato mediante una sorgente di corrente costante, costituita da D1, T2, T4 e T5. Il transistore T4 può essere soppresso se non si ritiene necessario questo effetto di protezione.

La dissipazione di potenza all'interno dei transistori di uscita è all'incirca di 4 W, il che rende necessario l'impiego di un dissipatore termico; tenendo conto del fatto che il circuito è in grado di fornire una potenza di uscita di 10 W con un carico di 8 Ω, si può dedurre che le prestazioni sono piuttosto interessanti.

Il diodo D1 ed il transistore T2 devono essere in contatto termico: infine, il resistore di ingresso da 470 kΩ deve essere regolato affinché la tensione presente nel punto «X» corrisponda alla metà della tensione di alimentazione.

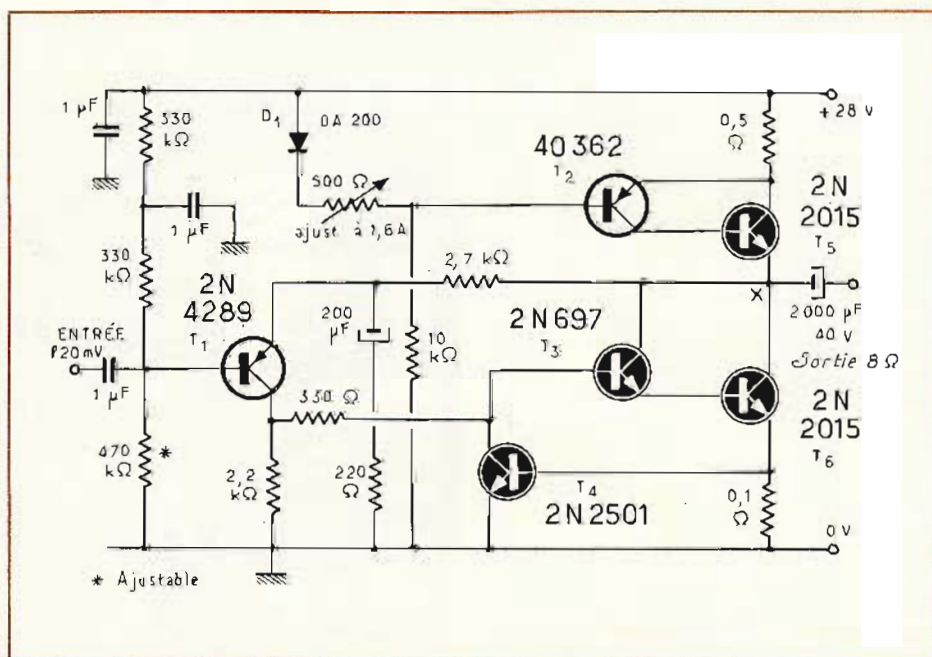



Fig. 12 - Schema dell'amplificatore di potenza funzionante in classe «A». L'amplificatore impiega complessivamente sei transistori.

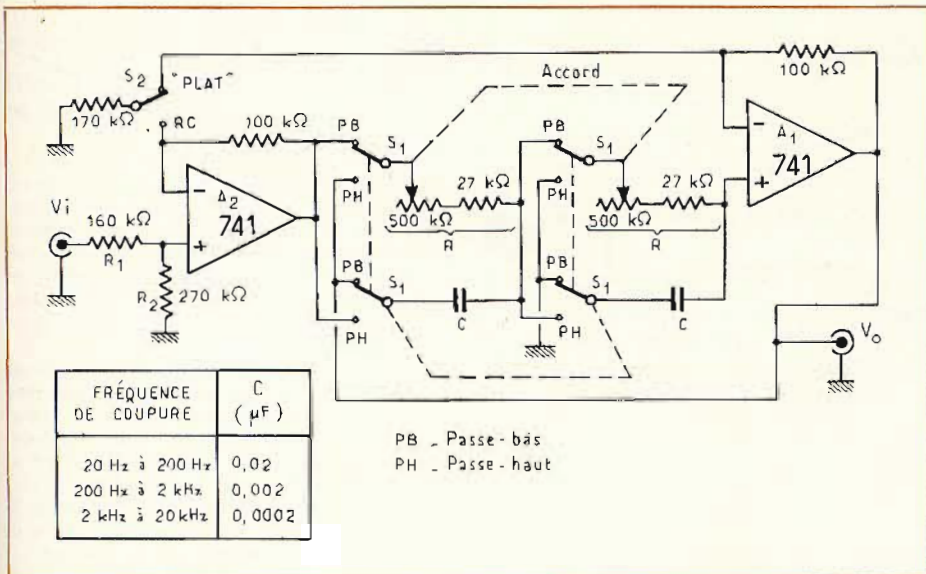



Fig. 13 - Il filtro attivo in grado di funzionare con continuità tra la frequenza di 20 Hz e la frequenza massima di 20 kHz, viene realizzato impiegando semplicemente due unità del tipo 741, un derivatore a quattro vie, e pochi componenti discreti. Si osservi nella tabellina in basso a sinistra il valore della capacità C corrispondente alla frequenza di taglio.

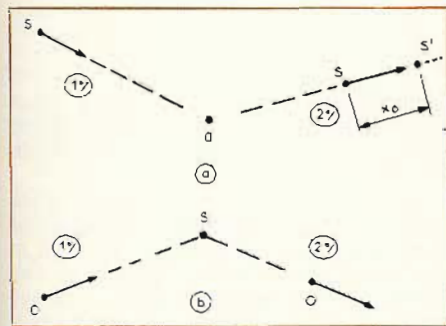



Fig. 14 - Rappresentazione grafica delle quattro diverse situazioni che vengono normalmente prese in considerazione in riferimento all'effetto Doppler.

FILTRO ATTIVO DA 20 Hz A 20 kHz

(Da «Electronique pour Vous» Ottobre 1976)

Facendo uso soltanto di pochi componenti, questo filtro attivo a reazione positiva presenta una frequenza di taglio continuamente regolabile da 20 Hz a 20 kHz. Esso quindi consente a volontà, mediante commutazione, un filtraggio passa-alto oppure passa-basso.

Il dispositivo (vedi **figura 13**) consiste in un amplificatore, A1, due resistori variabili (contrassegnati R), e due condensatori (C). Un interruttore a quattro posizioni (S1) commuta resistori e condensatori per ottenere le configurazioni volute: la frequenza di taglio viene determinata in base alla formula:

$$Wo = 1/RC$$

Un altro interruttore, S2, modifica la caratteristica del filtro: quando questo commutatore è in posizione «RC», il guadagno di A1 corrisponde all'unità, il che conferisce al filtro una caratteristica di Bessel; quando invece viene predisposto sulla posizione «plat» (lineare), il guadagno di A1 raggiunge il valore di 1,59, il che corrisponde ad una funzione di Butterworth.

I guadagni rispettivi per l'amplificatore A2 corrispondono ad 1,59 ed a 1, sebbene il prodotto del guadagno di ingresso non invertente rispetto all'uscita corrisponda ad 1,59, qualunque sia la posizione del commutatore S2.

Il rapporto «slew» dell'amplificatore (tipo 741) limita la parte lineare del responso passa-alto a circa 40 kHz, per un segnale di 3 V da picco a picco.

COSA E' L'EFFETTO «DOPPLER»

(Da «Le Haut Parleur» 16 Settembre 1976)

Numerosi fenomeni fisici, scoperti fin dal diciannovesimo secolo, hanno riscontrato la possibilità di pratica applicazione nell'ultimo cinquantennio.

Ci riferiamo ad esempio all'effetto Hall, all'effetto Lilenfield, ed allo stesso effetto Doppler.

Si tratta di un fenomeno che può essere riscontrato in numerose occasioni, e persino in campo acustico: quando ad esempio si viaggia in automobile, e si incrocia un'altra vettura che procede in senso opposto, mettendo in funzione l'avvisatore acustico, è facile notare che la percezione sonora varia di frequenza in funzione della reciproca posizione istantanea delle due vetture che si incontrano. Il suono presenta una caratteristica particolare quando la vettura che incrociamo si trova di

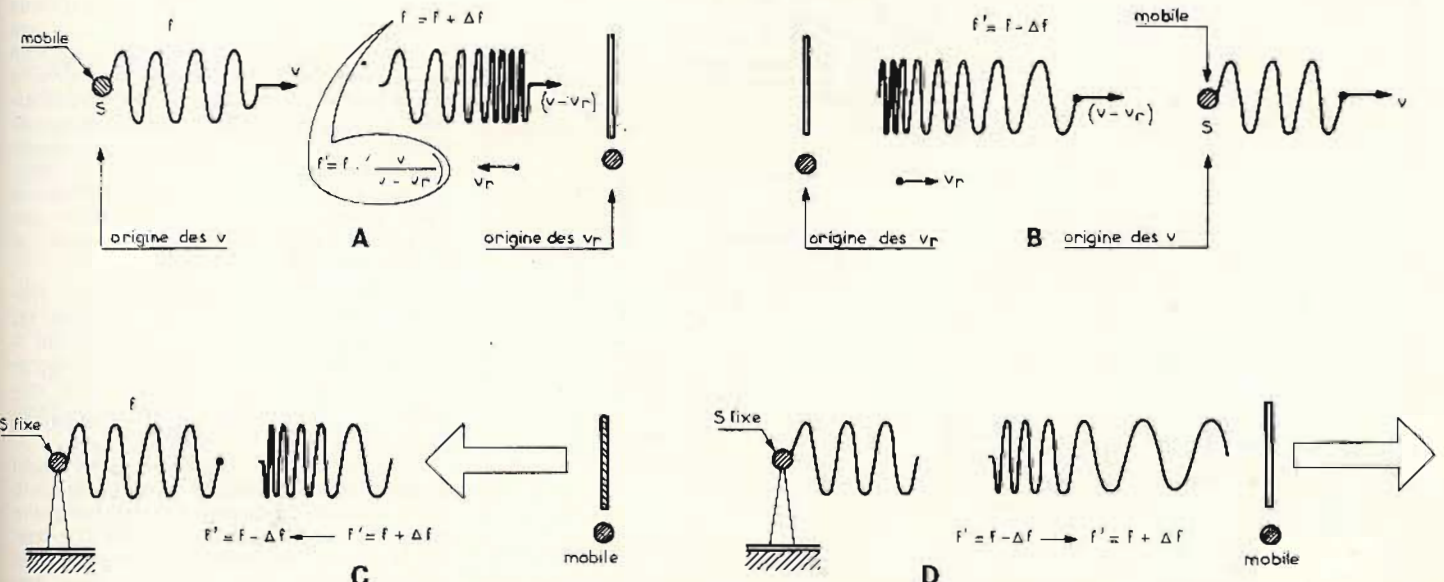



Fig. 15 - Ecco i quattro casi principali: in A la sorgente sonora si approssima all'osservatore: in «B» la sorgente si allontana, e la frequenza apparente diminuisce; in «C» l'osservatore si avvicina alla sorgente sonora, mentre in «D» se ne allontana.

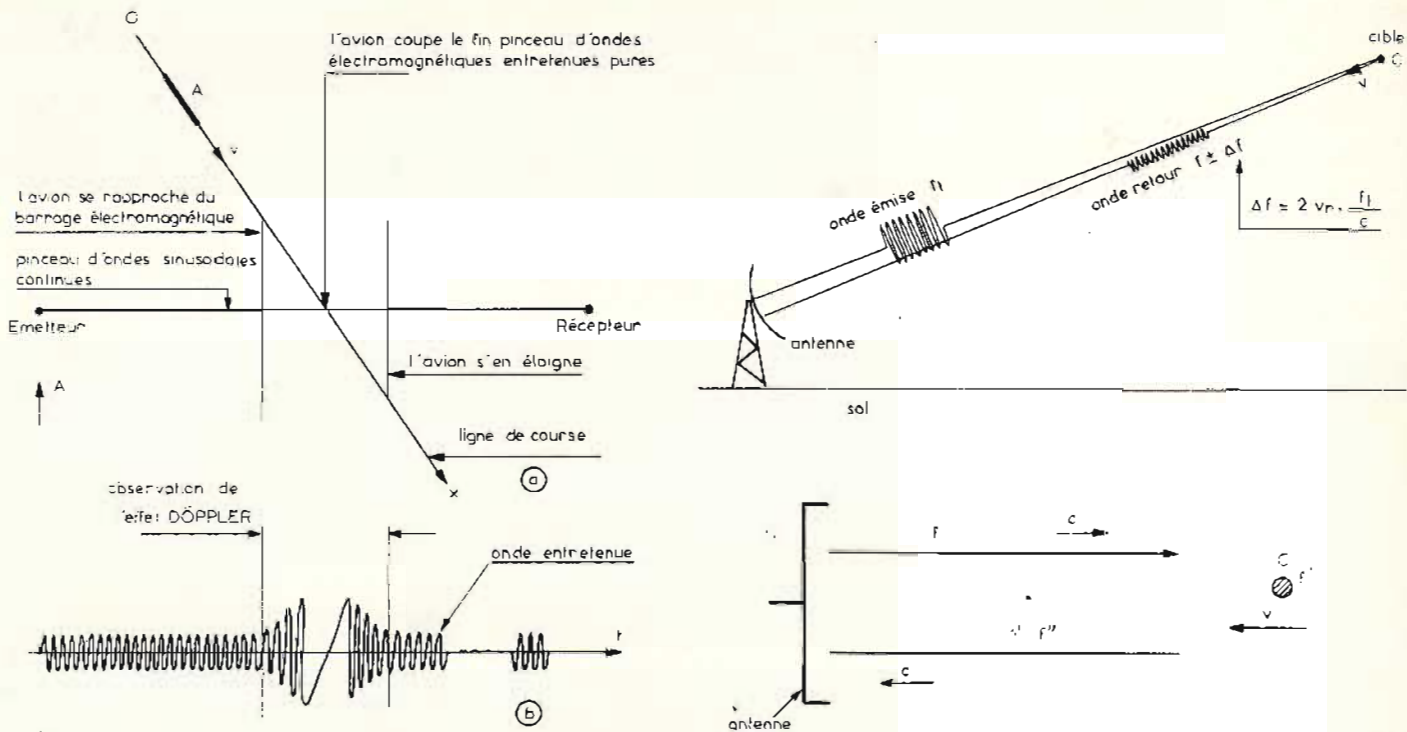



Fig. 16 - Principio di sfruttamento della barriera elettromagnetica (A). In «B» è illustrato il segnale ottenuto in base all'effetto Doppler.

fronte a noi, e cambia notevolmente non appena si trova alle nostre spalle.

Un fenomeno del tutto analogo viene sfruttato anche in campo radar, per migliorare la precisione delle misure, e per ottenere risultati del tutto particolari.

La **figura 14** illustra i quattro casi principali dell'effetto Doppler, con procedimento non reversibile: la sorgente si approssima (1°/), oppure si allontana (2°/) rispetto all'osservatore immobile (a); la sorgente è fissa (b), e l'osservatore si sposta verso essa (1°/), oppure se ne allontana (2°/).

Sostanzialmente, l'effetto doppler si manifesta in modo diverso, a seconda che l'osservatore si avvicini o si allontani da una sorgente immobile, oppure, al contrario, se l'osservatore è fisso, e la sorgente si sposta rispetto ad esso, nella medesima direzione, oppure in direzione opposta.

Le quattro sezioni di **figura 15** chiariscono meglio alcuni particolari aspetti di questo fenomeno: in **A** la sorgente si approssima all'osservatore, e la frequenza apparente aumenta, per cui la nota diventa più acuta: in **B** la sorgente si allontana dall'osservatore, e la frequenza apparente diminuisce, nel senso che il tono diventa più grave. In **C** si osserva che, avvicinandosi alla sorgente fissa, l'osservatore percepisce una tonalità che diventa progressivamente più acuta: infine, in **D** si osserva che, abbandonando la sorgente sonora, ossia allontanandosi da essa, l'osservatore riceve l'impressione che il suono emesso diminuisca di frequenza.

Un altro disegno esplicativo, che rileviamo nell'articolo è quello di **figura 16**: nella parte superiore **(A)** è illustrato il principio dello sbarramento elettromagnetico: nella parte inferiore **(B)** viene rappresentato graficamente il segnale ottenuto in seguito all'effetto Doppler.

L'articolo precisa anche in quale modo questo fenomeno possa essere sfruttato per i sistemi di controllo della navigazione, e, nella conclusione, afferma che questo fenomeno ha permesso di misurare le velocità radiali delle stelle, e viene normalmente impiegato anche per mettere in evidenza la velocità relativa di mezzi mobili piuttosto rapidi.

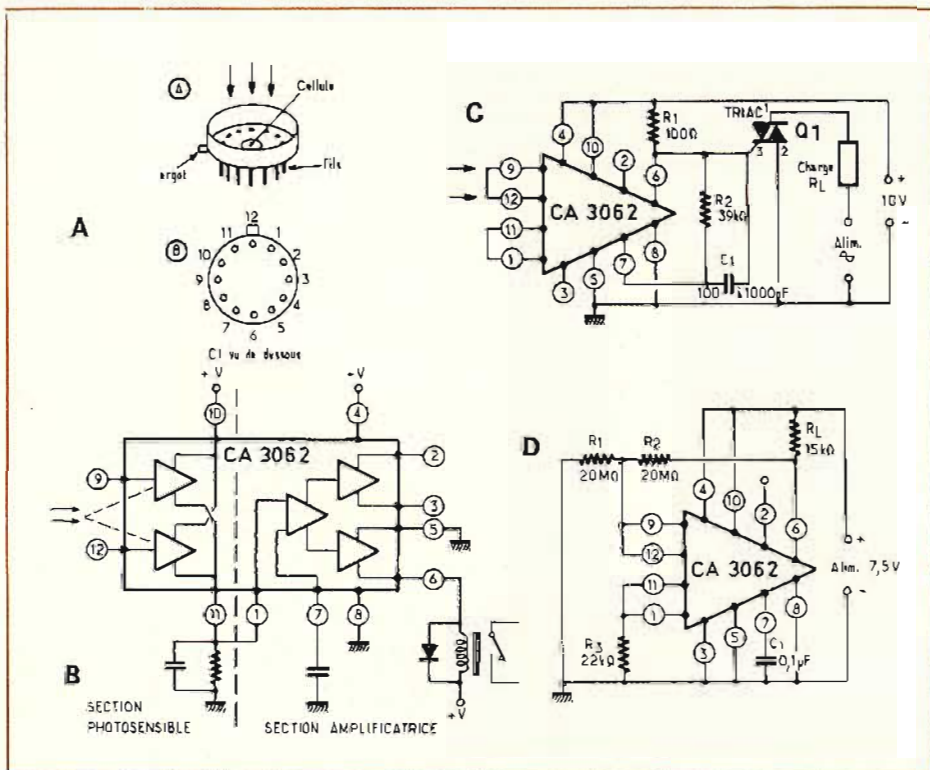



Fig. 17 - «A» rappresenta le caratteristiche strutturali del circuito integrato tipo CA 3062: «B» ne illustra le caratteristiche circuitali interne, «C» è riferito ad un tipo di montaggio che è possibile realizzare con questo dispositivo integrato, e «D» è un dispositivo fotosensibile, impiegante sempre la medesima unità.

UN CIRCUITO INTEGRATO FOTO-RIVELATORE

(Da «Le Haut Parleur» 16 Settembre 1976)

Il circuito integrato tipo CA 3062 comprende due parti, incorporate nel medesimo contenitore cilindrico, il cui aspetto è visibile in **A** alla **figura 17.** La sezione **B** della stessa figura rappresenta la struttura interna dell'unità integrata, e mette in evidenza le due sezioni indipendenti che lo costituiscono.

Il collegamento può essere eseguito unendo il terminale 11, uscita della prima sezione, al terminale 1, ingresso della seconda, il che conferisce a questo circuito integrato una flessibilità di funzionamento ed una possibilità di adattamento in numerose applicazioni, tra cui l'allestimento di contatori, il comando di livello, circuiti di allarme, rivelatori di posizione, isolatori, impianti di comunicazione e strumenti di misura.

La dissipazione massima è di 700 mW con temperatura ambiente di 55 °C, e ciò costituisce un parametro di notevole interesse.

La sezione **C** della stessa figura 17 rappresenta una delle realizzazioni possibili: in questo caso il circuito funziona con una tensione di alimentazione di 7,5 V, sebbene tra i terminali relativi venga applicata una tensione di 10 V. Una delle uscite, terminale 6, è collegata al potenziale di + 7,5 V tramite il carico RL = 15 kΩ. Il collettore di uscita, terminale 2, resta non utilizzato.

Grazie al suo guadagno molto elevato, questo circuito interno permette l'esecuzione di collegamenti estremamente corti.

La sezione **D**, sempre di figura 17 — infine — rappresenta un dispositivo in grado di controllare il funzionamento di un «triac», comandato attraverso la luce che colpisce un circuito integrato del tipo CA 3062.

Il triac, Q1, è del tipo 700 B, oppure T 2700 D: questo circuito funziona in modo tale che l'assenza di luce provoca il passaggio di una corrente attraverso il «triac», e di conseguenza attraverso il resistore di carico.

GENERATORE DI SEGNALI TRIANGOLARI A SIMMETRIA REGOLABILE

(Da «Le Haut Parleur» 16 Settembre 1976)

Il temporizzatore tipo 555 è ben noto ai nostri lettori: ecco quindi un circuito che è in grado di rendere importanti servizi allo sperimentatore, in numerose applicazioni.

Il suo schema è riprodotto alla **figura 18**: si tratta di un generatore di segnali triangolari nel quale è possibile far variare il rapporto tra i due periodi parziali, come si osserva nella sezione **B** della stessa figura.

Il resistore R1 resta di valore costante, mentre R2 è variabile: quindi, se T1 è il primo periodo parziale, e T2 il secondo, il periodo totale risulta uguale a:

$$T = T1 + T2$$

e la frequenza risulta invece pari a:

$$f = 1/T$$

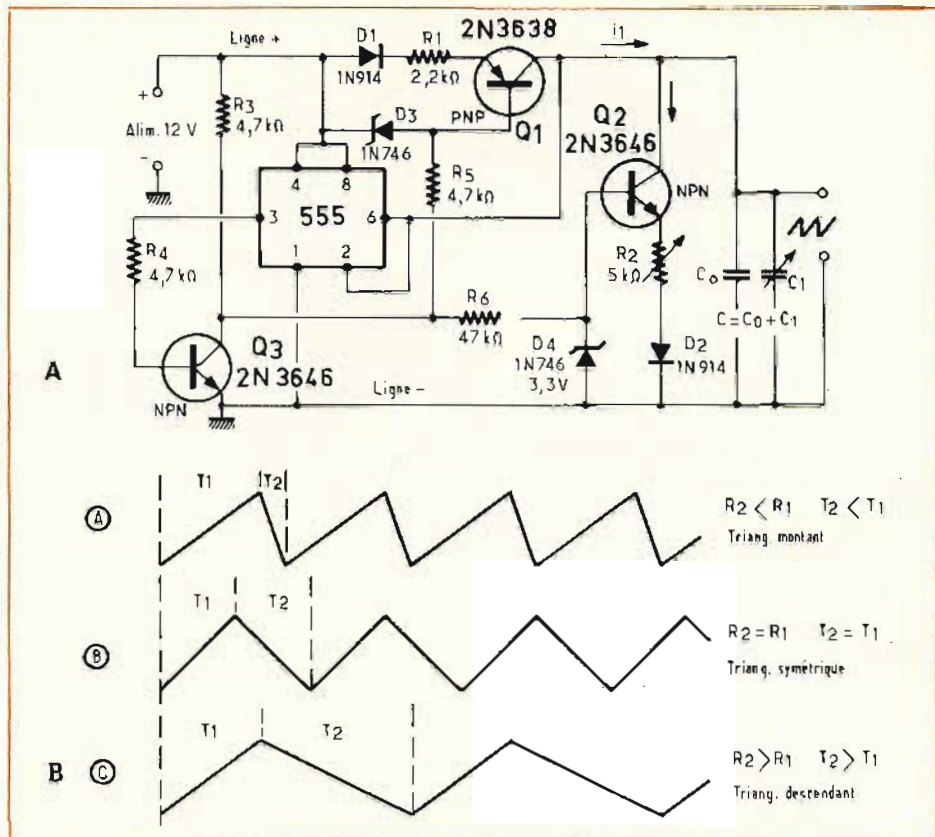



Fig. 18 - (A) Schema elettrico del generatore di segnali triangolari a simmetria regolabile: (B) rappresentazione grafica della forma d'onda dei segnali che è possibile produrre.

D'altra parte, facendo variare R2, quest'ultima può essere di valore più basso, uguale o superiore a quelle di R1, il che permette di ottenere valori di T1 minori di T2, valori uguali dei due periodi, oppure un risultato esattamente opposto. Ciò corrisponde ad un segnale a denti di sega in salita, a segnali triangolari di tipo simmetrico, oppure a segnali a denti di sega ma di polarità opposta.

Il circuito è di facile realizzazione, e lo schema illustrato in **A** riporta anche le caratteristiche intrinseche dei diversi componenti che ne fanno parte.

UN CONTAGIRI PER AUTOMOBILE

(Da «Everyday Electronics» Ottobre 1976)

Il contagiri al quale ci riferiamo è in grado di funzionare con entrambe le polarità degli impianti elettrici di bordo, ossia indipendentemente dal fatto che il polo positivo o quello negativo sia collegato a massa. L'installazione non potrebbe inoltre essere più semplice, in quanto non occorre alcun allacciamento all'impianto di

Fig. 19 - Circuito elettrico completo del contagiri elettronico per autovetture.

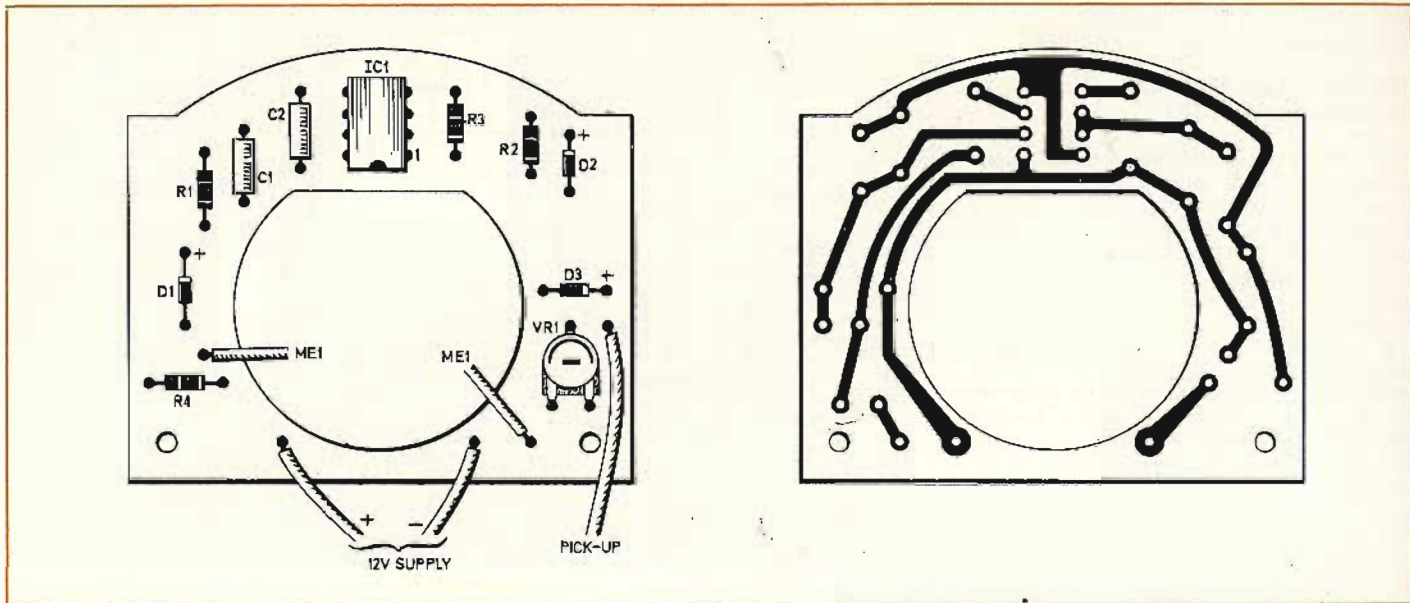



Fig. 20 - Metodo costruttivo del contagiri: a sinistra si osserva la disposizione dei componenti sulla basetta, e a destra sono evidenziate le connessioni in rame sul lato opposto.

accensione, diversamente da quanto accade nei confronti del contagiri di tipo convenzionale.

In un motore normale a quattro cilindri ed a quattro tempi, ciascuna rotazione dell'albero principale provoca la produzione di due scintille da parte della bobina: con una velocità di rotazione di 3.000 giri al minuto, ad esempio, si ottengono quindi cento scintille, vale a dire cento impulsi al secondo. Se ciascuno di essi viene sfruttato per eccitare il funzionamento di un multivibratore monostabile, con un periodo astabile di T si ottiene una forma di onda di tipo particolare.

Il suddetto periodo T viene regolato in modo tale che, in corrispondenza della massima velocità di rotazione, esso risulta frazionalmente inferiore all'intervallo di tempo che sussiste tra due scintille successive.

La **figura 19** rappresenta lo schema elettrico: il temporizzatore del tipo 555 viene usato in modo da funzionare come unità monostabile. In corrispondenza dell'ingresso «trigger» si ottiene un'impedenza di ingresso di valore elevato, in quanto l'unico carico applicato al sensore consiste in R2: in pratica, tutto ciò che occorre fare consiste nel predisporre la bobina captatrice in prossimità della bobina dello spinterogeno.

D2 e D3 sono stati aggiunti per limitare la tensione al terminale al numero 2 ad un valore di sicurezza.

La **figura 20** rappresenta la basetta di supporto dell'intero dispositivo, vista a sinistra dal lato dei componenti, e a destra dal lato delle connessioni. Sul lato sinistro di questa figura sono chiaramente identificabili tutti i componenti, per cui non possono sussistere dubbi agli effetti del montaggio.

La taratura deve essere eseguita naturalmente prima dell'installazione sul veicolo, ed il metodo migliore consiste nell'impiegare un oscillatore ad onde quadre predisposto sulla frequenza di 100 Hz, se si tratta di un motore a quattro cilindri, oppure di 150 Hz per un motore a sei cilindri.

Collegare quindi un capo dell'alimentazione al polo negativo e l'altro al polo positivo, e collegare anche il sensore tramite una capacità da 100 pF. Regolare quindi VR1 in modo da ottenere l'indicazione di 6.000 giri al minuto.

RADIO-RICEVITORE AD UN UNICO TRANSISTORE

(Da «Everyday Electronics» Ottobre 1976)

Lo schema elettrico di questo semplicissimo ricevitore è illustrato alla **figura 21:** la bobina L1, avvolta su nucleo in ferrite, provvede con C1 e C2, alla selezione della emittente desiderata.

Il segnale selezionato viene applicato alla base di TR1, che agisce nei suoi confronti da amplificatore ad alta frequenza. Lo stesso segnale, disponibile con una certa amplificazione nel circuito di collettore, grazie alla presenza dell'impedenza di carico L2, viene rivelato dal diodo D1, al quale viene applicato tramite la capacità C4.

Attraverso la presa intermedia (b) della bobina di sintonia, il segnale di bassa frequenza torna sulla base di TR1, che lo amplifica nuovamente dopo la rivelazione, grazie alla presenza del resistore di carico R2, in serie all'alimentazione positiva.

Nel punto in comune tra R2 ed L2, è quindi disponibile il segnale amplificato a frequenza acustica, dal quale vengono eliminate le eventuali componenti residue ad alta frequenza, grazie alla presenza di C5. Il suddetto segnale viene quindi applicato ad un trasduttore a cristallo, e quindi ad alta impedenza, tramite il qua-

Fig. 21 - Circuito del semplice ricevitore radio per onde medie, funzionante con un unico transistore secondo il sistema «reflex».

le è possibile l'ascolto soddisfacente dell'emittente selezionata.

Si tratta quindi sostanzialmente di un circuito «reflex», il cui montaggio può essere realizzato secondo la disposizione illustrata alla **figura 22.** L'intero circuito può essere montato su di una semplice basetta di supporto di materiale isolante pre-forato, installando all'esterno la bobina ed il condensatore variabile, nonché l'interruttore generale facente capo alla batteria, e la presa di collegamento per il riproduttore a cristallo.

Nella parte inferiore sinistra di figura 22 sono illustrati due diversi riferimenti ai tipi di transistori suggeriti per TR1, agli effetti dell'identificazione delle connessioni.

Lo schema riporta i valori dei componenti, e, per quanto riguarda L1, la lunghezza del nucleo (con Ø di 10 mm) deve essere di 35 mm: l'avvolgimento consiste in un totale di ottanta spire, avvolte con filo di rame smaltato del diametro di 0,20 mm, praticando però una presa alla decima spira partendo dal terminale di collegamento alla base di TR1.

Col valore induttivo così ottenuto, e manovrando opportunamente il condensatore variabile C1, è possibile la sintonia sull'intera gamma delle onde medie.

Fig. 22 - Per il montaggio di questo semplice radio-ricevitore ci si può basare sul disegno qui riprodotto, lasciando all'esterno della basetta la bobina di sintonia, il condensatore variabile, il commutatore di accensione ed il raccordo per il trasduttore.

ALLARME ANTIFURTO PER IMPIEGHI GENERICI

(Da «Everyday Electronics» Ottobre 1976)

Lo schema di **figura 23** è stato concepito in modo tale da consentire un segnale di allarme mediante suoneria elettrica, usufruendo di due distinti circuiti di controllo di cui uno normalmente aperto (tra i terminali 3 e 4, e uno normalmente chiuso (tra i terminali 1 e 2).

Con i tiristori è possibile ottenere ciò che si ottiene normalmente con un relè, nel senso che con una corrente di debole intensità è possibile controllare il funzionamento di un circuito percorso da una corrente di intensità notevolmente maggiore.

Per i circuiti di allarme esistono due diverse condizioni che devono far funzionare il tiristore, e che consistono nell'apertura di un circuito normalmente chiuso, oppure nella chiusura di un circuito normalmente aperto. Il dispositivo presenta anche un campanello di prova, che viene azionato tramite un pulsante che mette in funzione l'allarme, ed applica contemporaneamente una tensione di innesco al circuito «gate», per fare in modo che il tiristore passi in conduzione, e determini quindi il funzionamento della suoneria.

I diodi D2 e D3 hanno il compito di evitare che il diodo fotoemittente assorba corrente quando l'allarme è in funzione, bloccando la tensione presente nel punto di unione tra R5 e l'anodo del tiristore.

Per quanto riguarda la costruzione del dispositivo, l'articolo suggerisce la disposizione riprodotta alla **figura 24:** la basetta di supporto comporta una morsettiera ad otto punti di ancoraggio, che viene usata, partendo da sinistra, per la linea normalmente chiusa, per la linea normalmente aperta, per la prova del campanello o per l'attacco personale, e per il campanello propriamente detto. Dalla basetta partono però altre connessioni, e precisamente due per la tensione di alimentazione di 12 V, ed altre sette per le destinazioni evidenziate lungo il bordo sinistro della stessa figura.

Si tratta di un circuito molto semplice e di facile realizzazione, che, peraltro, non impone alcuna operazione di messa a punto.

ALIMENTATORE DA 5 V - 10 A

(Da «Toute l'Electronique» Settembre 1976)

Sebbene apparentemente complesso, l'alimentatore al quale ci riferiamo, il cui schema è riprodotto alla **figura 25,** è di facile costruzione, e presenta inoltre ottime caratteristiche per quanto riguarda le prestazioni.

Fig. 23 - Schema del dispositivo antifurto elettronico basato sul tipico funzionamento dei rettificatori controllati al silicio.

Fig. 24 - L'intero circuito può essere montato su di una basetta di supporto di materiale isolante munito di strisce di rame dal lato opposto. Le suddette strisce non devono presentare alcuna interruzione.

La frequenza di funzionamento è stata fissata al valore di 20 kHz grazie alla costante di tempo R1-C3 del transistore a giunzione singola Q1. Gli impulsi forniti da Q1 portano in conduzione Q4, che — a sua volta — alimenta Q2. Q1 e Q2 si controllano a vicenda, mentre Q5 e Q6 passano in conduzione in cascata, grazie al funzionamento di Q4.

La capacità C7 si carica attraverso L1 sino a raggiungere la tensione fissata da ZD1 e da RV1. Non appena questa tensione viene raggiunta, Q7 entra in conduzione, ed alimenta Q3, che porta in interdizione Q4, Q5 e Q6.

Il diodo D5 permette quindi il ricupero dell'energia immagazzinata in L1: se la corrente di Q6 superasse l'intensità di 14 A, Q3 entrerebbe in conduzione grazie alla caduta di tensione presente ai capi di R14.

In sostanza, elaborando opportunamente la tensione rettificata fornita da T1, è possibile ottenere in uscita una tensione ad alto fattore di regolazione, e sostanzialmente esente da ondulazioni residue.

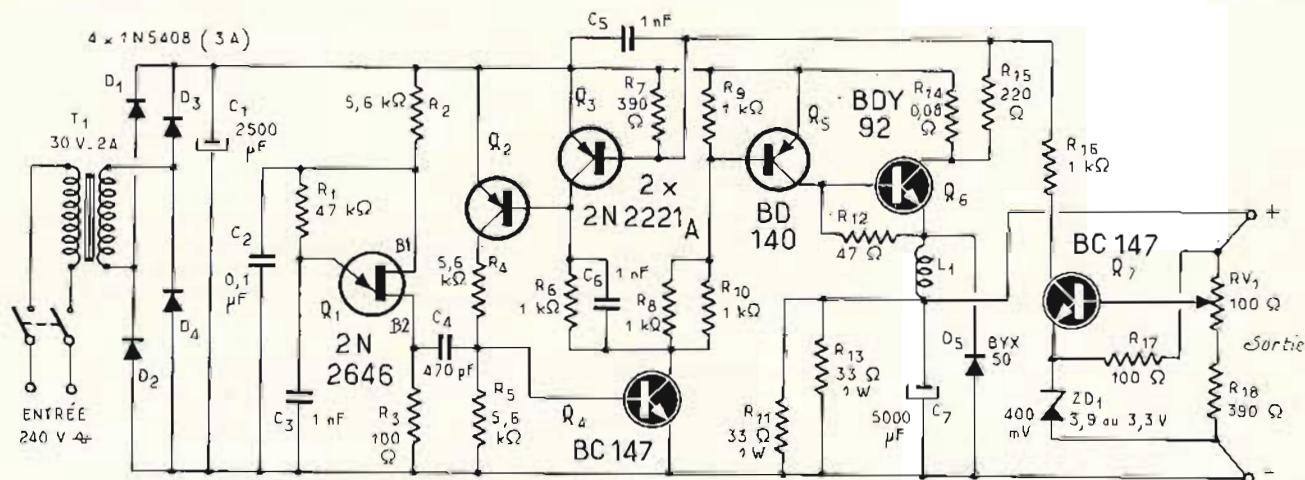



Fig. 25 - Circuito elettrico dell'alimentatore regolato, in grado di fornire in uscita una tensione di 5 V, con una corrente massima di 10 A.

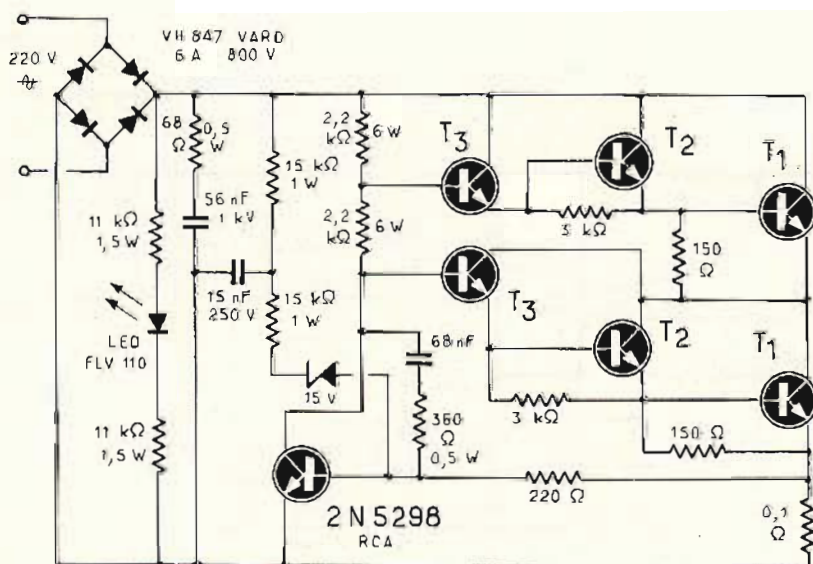



Fig. 26 - Esempio di allestimento del fusibile elettronico per corrente alternata, in grado di funzionare con notevole rapidità nei confronti di una corrente massima di 4 A.

FUSIBILE ELETTRONICO PER CORRENTE ALTERNATA

(Da «Toute l'Electronique» Agosto 1976)

Lo schema di **figura 26** illustra in modo abbastanza dettagliato le caratteristiche di funzionamento di questo dispositivo.

Il suddetto circuito si comporta come un fusibile automatico per la tensione alternata di rete di 220 V, rispetto ad una intensità di interruzione di 4 A.

Il principio si basa sul controllo della corrente continua che passa attraverso un ponte di diodi collegato in serie al carico, il che ha per effetto di bloccare un transistore non appena l'intensità che percorre il carico raggiunge una soglia prestabilita.

Questo dispositivo può trovare interessanti possibilità di applicazione per la prova di apparecchiature elettroniche in fase di collaudo, oppure, grazie alla sua rapidità di funzionamento, per un'adeguata ed efficace protezione di apparecchiature funzionanti con tiristori e «triac».

ALIMENTATORI GBC per calcolatrici

La soluzione di ogni problema di alimentazione
Gli unici che hanno la possibilità di combinare i quattro alimentatori con quattro diversi cavetti di collegamento

ALIMENTATORI DA RETE per calcolatrici

Tensione di ingresso: 220 Vc.a.
Carico massimo: 200 mA
Dimensioni: 90x56x42

USCITA	TIPO	PREZZO
3 Vc.c.	HT/4130-10	L. 3.300
4,5 Vc.c.	HT/4130-20	L. 3.300
6 Vc.c.	HT/4130-30	L. 3.300
9 Vc.c.	HT/4130-40	L. 3.300

CALCOLATRICE		ALIMENTATORE	CAVETTO
BROTHER 408 AD	ZZ/9952-02	HT/4130-10	HT/4130-52
BROTHER 508 AD	ZZ/9952-10		HT/4130-52
AZ SR 14	ZZ/9972-10		HT/4130-54
SANTRON 30 S	ZZ/9962-02		HT/4130-56
SANTRON 71 SR	ZZ/9965-02		HT/4130-56
EMERSON VMR 802			HT/4130-52
SANTRON 81 SR	ZZ/9948-08		HT/4130-56
HORNET 801			HT/4130-56
SANTRON 300 SR	ZZ/9948-12	HT/4130-20	HT/4130-54
SANTRON 600 PM	ZZ/9948-30		HT/4130-54
COMPEX SR 80	ZZ/9949-00		HT/4130-54
BROTHER 512 SR	ZZ/9949-10	HT/4130-30	HT/4130-52
TENKO	ZZ/9982-04		HT/4130-52
CHERRY 12 SR	ZZ/9967-00		HT/4130-56
KOVAC 818			HT/4130-52
SANTRON 8 SR			HT/4130-54
MCO 515			HT/4130-54
SANTRON 8 M			HT/4130-54
IMPERIAL			HT/4130-56
REALTONE 8414			HT/4130-56
REALTONE 8415			HT/4130-56
TEXAS 1200	ZZ/9942-12	HT/4130-40	HT/4130-58
TEXAS 1250	ZZ/9942-14		HT/4130-58
APF MARK VIII	ZZ/9958-04		HT/4130-56
*OXFORD 150	ZZ/9962-10		HT/4130-58
*OXFORD 200	ZZ/9965-10		HT/4130-58
*OXFORD 300	ZZ/9947-20		HT/4130-58
*PROGRAMMABILE	ZZ/9948-40		HT/4130-58

* = SINCLAIR

CAVETTI DI RACCORDO

Attacco: giapponese
Diametro: 5,5 mm
Negativo in centro
HT/4130-52

Attacco: a pipa
Diametro: 5 mm
Positivo in centro
HT/4130-54

Attacco jack
Diametro: 3,5 mm
Positivo in punta
HT/4130-56

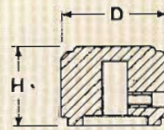
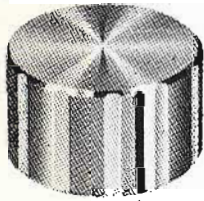
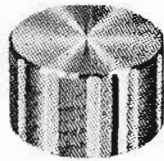
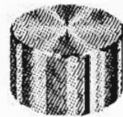
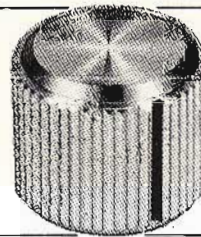
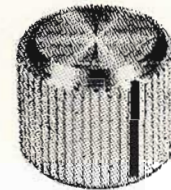
Attacco: jack
Diametro: 2,5 mm
Positivo in punta
HT/4130-58

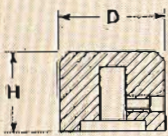
in vendita presso tutte le sedi GBC

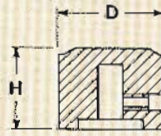
MANOPOLE
IN ALLUMINIO ANODIZZATO

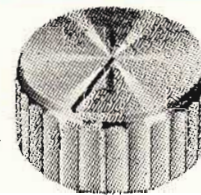
Manopole per hi-fi in alluminio anodizzato colore naturale. Fissaggio a vite ∅ 6.

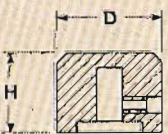
Distribuiti dalla

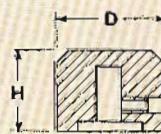
Redist Division - V.le Matteotti, 66
Tel 9281801 - 9289391 Cinisello B. (MI)

Codice G.B.C.	Codice originale	Dimensioni	
		D	H
FF/0140-15	SMK-15	15	16
FF/0140-20	SMK-20	20	16
FF/0140-25	SMK-25	25	16
FF/0140-30	SMK-30	30	16

SMI-25 SMI-20 SMI-15

SME-25 SME-20 SME-15

Con indice a linea

Codice G.B.C.	Codice originale	Dimensioni	
		D	H
FF/0140-35	SMI-15	15	15
FF/0140-40	SMI-20	20	15
FF/0140-45	SMI-25	25	15

Con indice a linea

Codice G.B.C.	Codice originale	Dimensioni	
		D	H
FF/0140-00	SME-15	15	14
FF/0140-05	SME-20	20	14
FF/0140-10	SME-25	25	14

SML-25 SML-20 SML-15

SMN-25 SMN-20 SMN-15

Con indice a punto

Codice G.B.C.	Codice originale	Dimensioni	
		D	H
FF/0140-50	SML-15	15	17
FF/0140-55	SML-20	20	17
FF/0140-60	SML-25	25	17

Con indice a linea

Codice G.B.C.	Codice originale	Dimensioni	
		D	H
FF/0140-65	SMN-15	15	14
FF/0140-70	SMN-20	20	14
FF/0140-75	SMN-25	25	14

di Piero SOATI

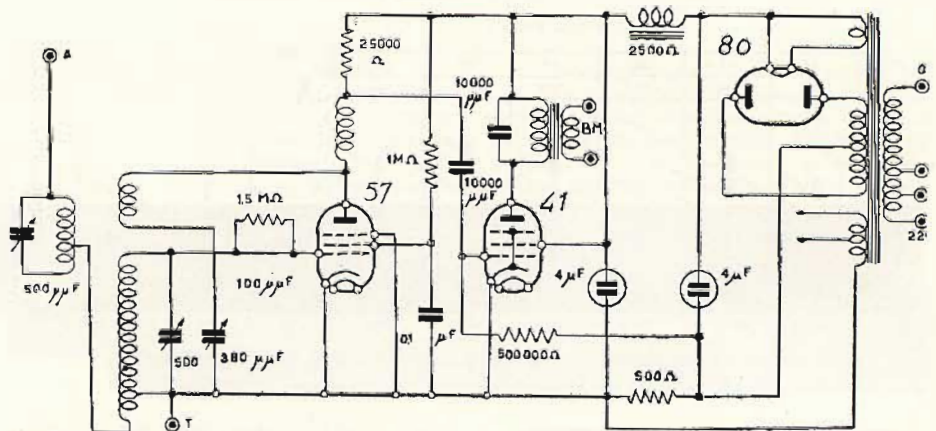
I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. D. CRIVELLI - Torino
Radioricevitore Watt Radio

L'apparecchio della Watt Radio in suo possesso è stato costruito nell'anno 1933 pertanto ha un certo valore come pezzo di antiquariato.

Era noto come modello POPOLARE *e, come potrà osservare dallo schema elettrico di figura 1, il circuito è del tipo a reazione. Le valvole, mancanti nel suo esemplare sono del tipo 57, 41 e 80.*

Per mantenere il valore di antiquariato le consiglio di non effettuarne la sostituzione con altri tipi ma di usare valvole originali che del resto sono ancora reperibili sul mercato italiano.

Ovviamente prima di provare l'apparecchio è opportuno provvedere a sostituire i condensatori elettrolitici che ormai saranno fuori uso.

Sigg. M. GALLAMINI - Ravenna
G. SURACE - Messina
Stazioni TV e di radiodiffusione

Come ho già precisato in altra risposta pubblicata nel n. 12/1976 non sono assolutamente in grado di fornire copia dei monoscopi che pubblico. Eventuali richieste dovranno essere dirette agli enti interessati di cui pubblico il relativo indirizzo.

Il signor Gallamini, che ha inviato il prescritto importo per la consulenza, potrà rivolgerci un altro quesito entro la fine del prossimo mese di giugno.

La figura 2 si riferisce ad un monoscopio irradiato dalle stazioni svedesi (Sveriges Radio, Radiohuset Oxenstiernsgaten, 20 Stockolm). *La stessa immagine talvolta porta la scritta di* Sveriges Radio, *anziché Televerket.*

La figura 3 si riferisce all'immagine TV delle stazioni nigeriane (NBC, Nigerian Broadcasting Corporation, TV House, Victoria Is, Priv. Mail Bag 12005, Lagos).

In figura 4 è visibile l'immagine trasmessa dalla Western Nigeria Broadcasting Corporation, P.O. Box 1460 Ibadan.

L'immagine irradiata dalle stazioni inglesi della BBC 1 (British Broadcasting Corporation, TV Centre, London W12), *è mostrata in figura 5.*

Radio Mosca, *effettua notiziari in lingua italiana sulle seguenti frequenze valide fino al 5 marzo 1977 (fra parentesi le frequenze usate a partire dal 6 marzo 1977):* 1830 ÷ 1930: *7200, 7320, 7330, 6140 (stesse frequenze);* 1930 ÷ 2000: *7250, 7320, 7380, 5900, 5960, 6010, 6040, 6170, 1380, 1320, (stesse frequenze escluso la 7250);* 2030 ÷ 2130: *7200, 7320, 7330, 6140, 1540 (stesse frequenze);* 2130 ÷ ÷ 2230: *7200, 7320, 7330, 6140, 1540 (stesse frequenze). Eventuali richieste di informazione devono essere inviate a:* Radio Mosca, Redazione Italiana.

Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore a reazione modello POPOLARE della Watt Radio, costruito nel 1933.

Dal 6 marzo al 30 aprile Radio Canada *effettua le seguenti emissioni per l'Europa in lingua inglese, francese e tedesca:* 1245 ÷ 1325: *11720, 9560;* 1500 ÷ 1600: *(solo domenica) 6195, 1295;* 1600 ÷ 1700 *(solo domenica) 6195, 1295;* 1730 ÷ 1800: *17820, 15325;* 1830 ÷ 1900 (tedesco): *15325, 11970, 7235, 5995.* 1900 ÷ 1930: *11855, 9685;* 1930 ÷ 2000: *11855, 9685;* 1930 ÷ 2000 (tedesco): *809, 90,2 MHz;*

Fig. 2 - Monoscopio irradiato dalle stazioni televisive svedesi.

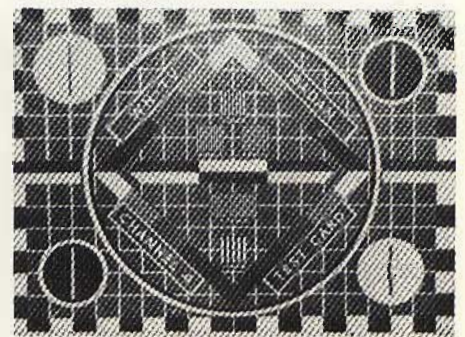



Fig. 4 - Altra immagine trasmessa dalla Western Nigeria Broadcasting Corp.

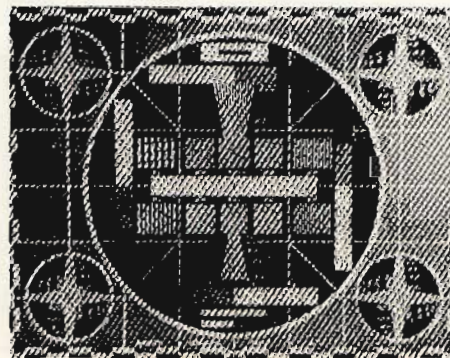



Fig. 3 - Immagine televisiva della NBC, Nigerian Broadcasting Corporation.

Fig. 5 - Immagine TV della BBC 1 (catena 1 della British Broadcasting Corporation).

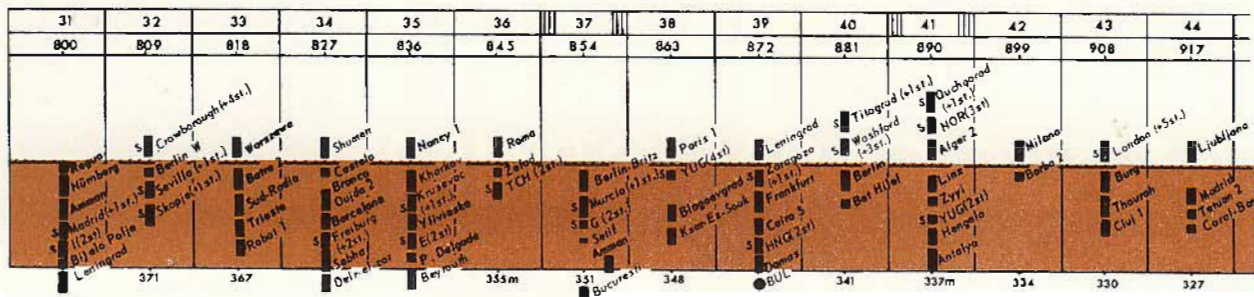



Fig. 6 - Situazione dello spettro di radiodiffusione fra 801 kHz e 917 kHz.

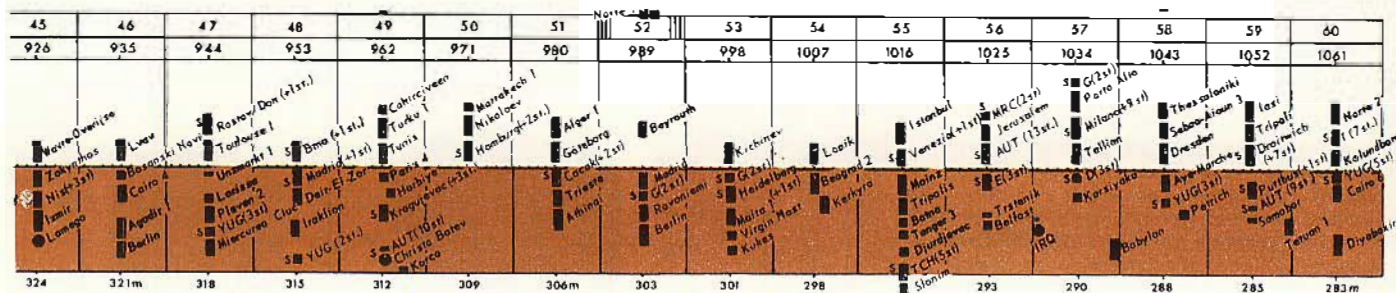



Fig. 7 - Situazione dello spettro di radiodiffusione fra 926 kHz e 1061 kHz.

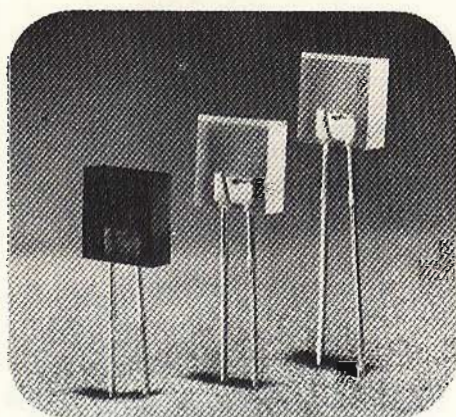



Fig. 8 - Lampadine allo stato solido a tre colori rosso intenso, giallo e verde aventi forma rettangolare, della Hewlett & Packard.

2000 ÷ 2030: *11855, 9685*. 2030 ÷ 2100: *11855, 9685*; 2300 ÷ 9355: *9445, 5925*.

Le figure 6 e 7 si riferiscono allo spettro radiofonico compreso fra 800 kHz ÷ ÷ 917 kHz e 926 kHz ÷ 1061 kHz.

Sig. D. GIORGI - Sesto San Giovanni
Lampadine rettangolari

Solo adesso mi è stato possibile evadere la sua richiesta telefonica per il fatto che non ero riuscito a rintracciare il nome della ditta che, secondo quanto Lei mi aveva comunicato, avrebbe dovuto fabbricare delle lampade rettangolari. In questi giorni mi è pervenuto un bollettino che mi ha permesso di svelare l'arcano.

Lampadine allo stato solido in tre colori, rosso intenso, giallo e verde, figura 8, sono fabbricate dalla Hewlett-Packard.

Si tratta delle prime lampadine allo stato solido, aventi questa forma che siano attualmente disponibili sul mercato, pertanto deve trattarsi delle stesse a cui alludeva la sua richiesta.

La forma di queste lampadine sembra sia particolarmente adatta per gli interruttori meccanici luminosi, gli indicatori da pannello, indicatori a scala lineare ed anche per gli indicatori di segno negativo sui visori digitali.

I tipi, che portano i numeri di serie 5082, 4570, 4670 e 4970, sono incapsulati in un contenitore rettangolare con piedini assiali. Essi sono costituiti da della plastica colorata, con uno strato diffuso e segregato uniformemente sulla superficie emittente, in modo da ottenere un forte contrasto fra le due posizioni di acceso e di spento, oltre ad un'area emittente uniforme. Le dimensioni della superficie piatta di emissione delle luci sono di 2,54 x 7,49 mm.

La luminosità assiale della lampadina rossa ha una intensità tipica di 1,0 mcd, e per le lampadine gialle e verdi di 1,2 mcd mentre il valore tipico operativo della corrente è dell'ordine di 15 mA, per le lampadine gialla e rossa e di 20 mA per la verde.

Eventuali informazioni possono essere richieste a mio nome alla HEWLETT-PACKARD via A. Vespucci, 2 Milano (20124).

Fig. 9 - Linea di trasmissione fissata ad un muro in modo errato.

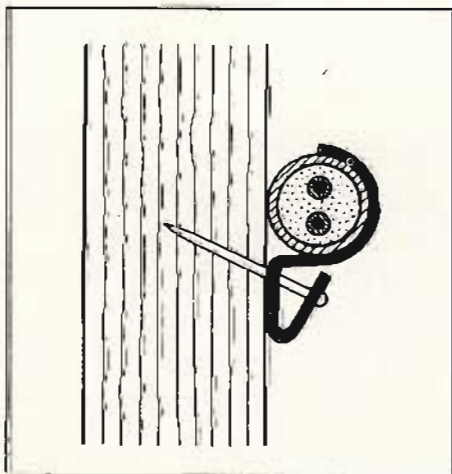



Fig. 10 - Fissaggio corretto di una linea di trasmissione, o di altro genere.

Sig. F. CANTAMESSA - Roma
Linea di trasmissione

Il cavo da Lei usato, tenuto conto della distanza che intercorre fra l'antenna ed il trasmettitore non è assolutamente adatto. Le consiglio di sostituirlo con del cavo RG 8/U che presenta un'attenuazione notevolmente più bassa.

La differenza di prezzo che ha riscontrato fra i vari tipi di cavo dello stesso genere dipende, oltre che dall'onestà del rivenditore, da differenze qualitative. Un dielettrico di tipo scadente se contribui-

sce a far abbassare il prezzo del cavo ovviamente ha una resa molto inferiore a quella di un cavo realizzato con dielettrico di ottima qualità.

Purtroppo in Italia non è raro il caso che materiali e componenti di pessima qualità siano messi in commercio a prezzi anche più elevati di altri aventi caratteristiche migliori! Nell'eseguire l'impianto della linea dovrà evitare nel modo più assoluto gli angoli acuti.

Il cavo dovrà sempre essere disposto in modo tale che eventuali curve abbiano il maggior raggio possibile. Il fatto poi che la linea di trasmissione che corre lungo il muro scivoli a terra probabilmente è dovuto ad un errato metodo di installazione. Essa dovrà essere fissata come mostra la figura 9 mentre Lei probabilmente ha seguito il metodo della figura 10, che è errato.

Sigg. F. LIPPI Napoli,
G. NARDI - Genova

Stazioni VHF e radiofari portatili per la nautica da diporto

La gamma delle VHF è usata ormai da tempo per le comunicazioni fra navi e terra, e viceversa, e fra nave e nave da parecchi anni anche nel campo della nautica da diporto. Ovviamente per poter usufruire di questo servizio occorre avere ottenuto la relativa licenza dal competente Ministero, magari tramite la S.I.R.M. (Società Italiana Radio Marittima con sede a Roma e nei principali porti italiani).

La carta di figura 11 che pubblichiamo per concessione della No.Ve.L, mette in evidenza quali siano i principali servizi di cui si può usufruire utilizzando la banda marina delle VHF.

L'elenco delle principali stazioni costiere italiane e del Mediterraneo che trasmettono in VHF lo abbiamo riportato più volte nella rubrica QTC, comunque è contenuto nella pubblicazione I RADIOSERVIZI PER LA NAVIGAZIONE.

In commercio esistono diversi tipi di apparecchi i quali possono essere usati in caso di emergenza per chiedere soccorso. La figura 12 si riferisce, ad esempio, ad un radiofaro noto con il nome di SIMRAD BEACON, rappresentata in Italia dalla ELTAMAR di Genova, che gettato in acqua, con l'antenna completamente estratta, lancia simultaneamente dei segnali sulle frequenze di 121,5 MHz e 243 MHz, entrambe controllate a cristallo, che sono le frequenze internazionali di emergenza dell'aviazione civile e militare e per le quali vi è ascolto continuo.

La durata di emissione non è inferiore alle 48 ore e la portata dell'ordine delle 200 miglia nautiche.

Lapparecchio è in grado di sopportare temperature comprese fra −25 °C e 55 °C.

Sigg. F. FRANCHI - Milano
D. GILBERTI - Novara

Pubblicazioni varie

Un manuale completo nella tecnica delle misure nel campo delle telecomunicazioni, di cui recentemente è uscita la seconda parte è edito dalla, FACHVERLAG SCHIELE & SCHON, GmbH si tratta dei volumi BETRIEBSMESSUNGEN DER FERNMELDETECHNIK.

Fig. 12 - Tipico radiofaro di emergenza, portatile, per richiesta di soccorso funzionante nelle frequenze di emergenza aerea di 121,4 kHz e 243 kHz (Eltamar Genova).

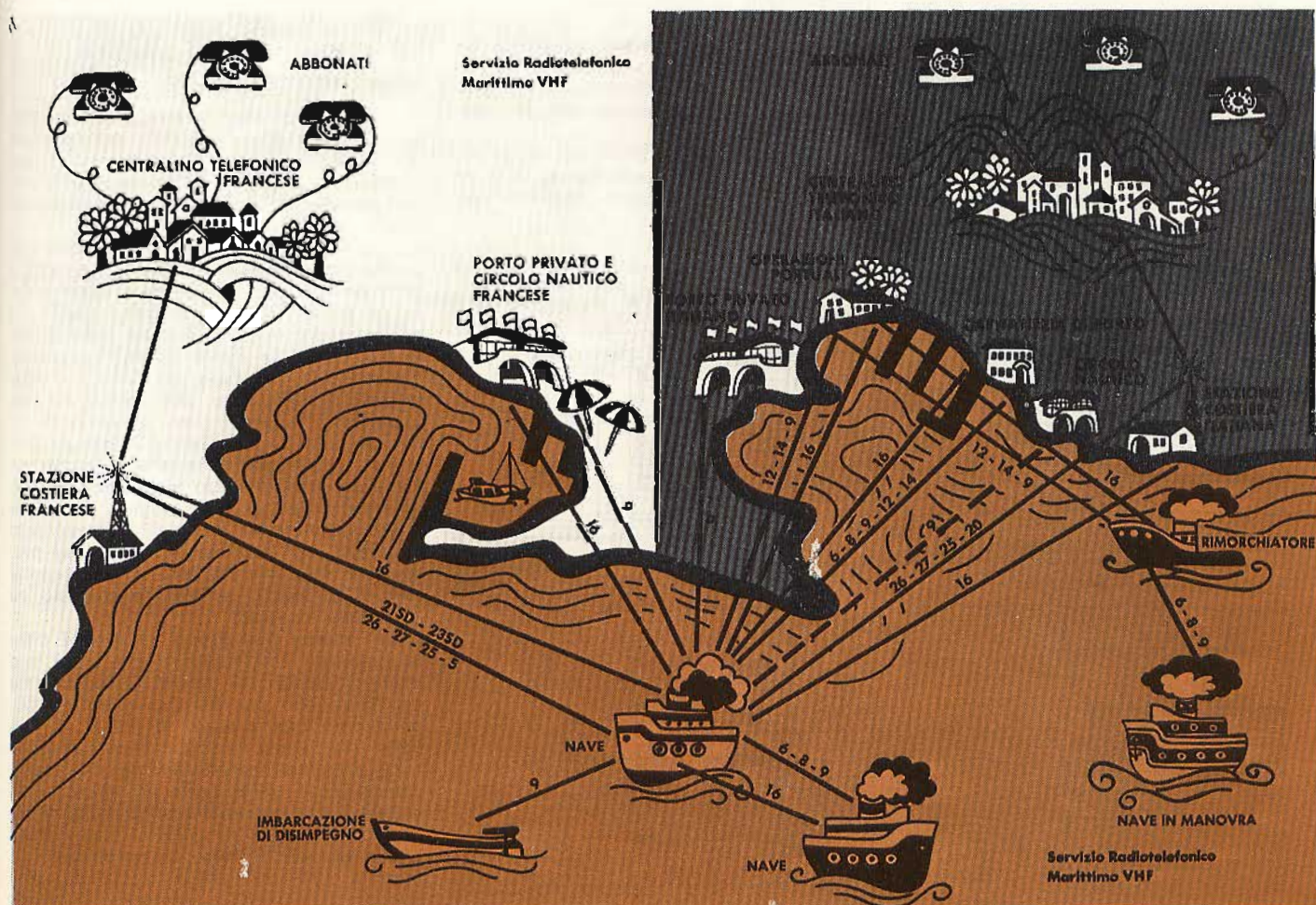



Fig. 11 - Esempio pratico dei collegamenti marittimi, anche per la nautica da diporto, che possono essere effettuati nella gamma VHF.

CODICE	COMBINAZIONI ENTRATA	USCITA V e A.	COMBINAZIONI USCITA
HT/3731·00	110 V 220 V	110 V 220 V indic. rosso	110 V 220 V
HT/3731·01	110 V 220 V	6 V 1 A 6 V 0,5 A 6 V 0,5 A 2×6 Vct 0,5 A	6 V 1 A 2×6 V c.t. 0,5 A
HT/3731·02	110 V 220 V	12 V 0,5 A 12 V 0,25 A 12 V 0,25 A 2×12 Vct 0.25 A	12 V 0,5 A 2×12 V c.t. 0,25 A
HT/3731·03	110 V 220 V	24 V 0,25 A 24 V 0,125 A 24 V 0,125 A 2×24 Vct 0,125 A	24 V 0,25 A 2×24 V c.t. 0,125 A
HT/3731·04	110 V 220 V	2,5 V 2,4 A 2,5 V 1,2 A 2,5 V 1,2 A 2×2.5 Vct 1,2 A	2,5 V 2,4 A 2×2,5 V c.t. 1,2 A
HT/3731·05	110 V 220 V	6 V 0,3 12 V 0,3 A 18 V 0,3 A	6 V 0,3 A 12 V 0,3 A 18 V 0,3 A
HT/3731·06	110 V 220 V	6 V 0,2 A 24 V 0,2 A 30 V 0,2 A	6 V 0,2 A 24 V 0,2 A 30 V 0,2 A
HT/3731·07	110 V 220 V	9 V 0.6 A 9 V 0.3 A 9 V 0.3 A 2×9 V 0.3 A	9 V 0,6 A 2×9 V 0,3 A

Fig. 13 - Combinazioni di entrata e di uscita, e relativo codice, dei trasformatori di alimentazione della GBC Italiana, da 6 VA.

CODICE	COMBINAZIONI ENTRATA	USCITA V. e A	COMBINAZIONI USCITA
HT/3734·00	110 V 220 V	110 V 220 V indic. rosso	110 V 220 V
HT/3734·01	110 V 220 V	6 V 1.6 A 6 V 0,8 A 6 V 0,8 A 2x6 Vct 0,8 A	6 V 1.6 A 2×6 V c.t. 0,8 A
HT/3734·02	110 V 220 V	12 V 0,8 A 12 V 0,4 A 12 V 0,4 A 2x12 Vct 0.4 A	12 V 0,8 A 2×12 V c.t. 0,4 A
HT/3734·03	110 V 220 V	24 V 0.4 A 24 V 0,2 A 24 V 0,2 A 2x24 Vct 0.2 A	24 V 0.4 A 2×24 V c.t. 0,2 A
HT/3734·04	110 V 220 V	6 V 0.55 A 12 V 0.55 A 18 V 0.55 A	6 V 0.55 A 12 V 0.55 A 18 V 0.55 A
HT/3734·05	110 V 220 V	6 V 0.33 A 24 V 0.33 A 30 V 0.33 A	6 V 0.33 A 24 V 0.33 A 30 V 0.33 A
HT/3734·06	110 V 220 V	9 V 1.1 A 9 V 0.55 A 9 V 0.55 A 2×9 Vct 0.55 A	9 V 1.1 A 2×9 V c.t. 0.55 A

Fig. 14 - Combinazioni di entrata e di uscita, e relativo codice, dei trasformatori di alimentazione della GBC Italiana, da 10 VA.

Tenga presente che si tratta di una opera altamente specializzata. Il secondo volume tratta delle centrali, centrali telefoniche, centrali elettromeccaniche, centrali telefoniche elettroniche, centrali per emissioni in telegrafia, fonia e per la trasmissione di dati.

Per quanto concerne gli schemi degli apparecchi televisivi informo il signor Gilberti che la casa editrice il Rostro, ha già edito 52 volumi, acquistati anche separatamente, in cui sono contenuti tutti gli schemi dei televisori costruiti dal 1954 ad oggi. A partire dalla serie XXVII, del 1966, gli schedari contengono anche le note di servizio di ciascun televisore.

Sig. G. BARBIERI - Novara
Trasformatori di alimentazione

Presso i punti di vendita della GBC Italiana è reperibile una vasta serie di trasformatori di alimentazione alcuni dei quali hanno le caratteristiche che le interessano.

Escludendo la serie 2 VA, che sono del tipo ad uscita fissa, nelle figure 13 e 14 sono riportate le principali caratteristiche con relative combinazioni di entrata e di uscita delle serie 6 VA e 10 VA. I dati sono comprensivi del numero di codice.

Le figure 15 e 16 indicano invece le dimensioni di ingombro delle due stesse serie.

Fig. 15 - Dimensioni di ingombro dei trasformatori GBC della serie 6 VA.

Fig. 16 - Dimensioni di ingombro dei trasformatori GBC della serie 10 VA.

Sig. F. BRUZZONE - La Spezia
Gruppi frigoriferi per mezzi mobili

L'argomento non è strettamente attinente alla materia trattata dalla rivista pur essendo di elettrotecnica, comunque considerato che può interessare altri lettori ho pensato di prenderlo in considerazione.

Esistono attualmente in commercio dei motocompressori ermetici, alimentati a 12 o 24 Vcc, che consetono di trasformare le comuni ghiacciaie trasportabili ed anche quelle fisse di piccole dimensioni, in frigoriferi. La figura 17 si riferisce al sistema ARS18A della A.F. che è l'ideale per l'applicazione alle ghiacciaie attualmente reperibili in commercio. Il montaggio è semplicissimo grazie ai particolari accorgimenti adottati. Il gruppo viene fornito completo di termostato, cavo elettrico e viti di fissaggio ed è pronto a funzionare. In figura 18 è presentato il gruppo ARS18C che differisce dal precedente solo per il fatto che l'evaporatore è più adatto ad essere montato su ghiacciaie verticali.

Con questi due gruppi la stessa ditta ha costruito dei frigoriferi per week end modello Colibri, *di figura 19 adatto sia per auto, che per barche, roulotte etc., ed avente una capacità di 30 lt. Il modello Ibis invece ha una capacità di 58 lt.*

Le principali caratteristiche del motocompressore della serie A 18 sono le seguenti: refrigerante: *R12,* temperatura d'evaporazione: *0 ÷ —30 °C* temperatura ambiente: *45 °C max.* Compressore: *cilindrata 1,78 cm³, olio/9 LF 12 gr, giri/minuto: 1800/2200.* Motore: *tensione 13 Vcc ± 1, a richiesta 24 Vcc,* assorbimento a rotore bloccato: *20 A a 25 °C.* Potenza assorbita: *circa 72 W.*

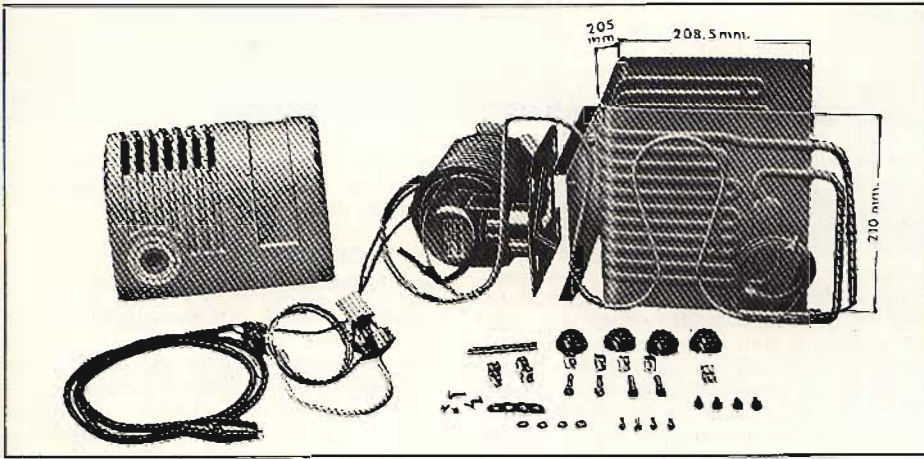



Fig. 17 - Kit per gruppo frigorifero ARS18A per la costruzione di un frigorifero per auto, barche e roulotte da una normale ghiacciaia orizzontale.

Fig. 19 - Frigorifero COLIBRI realizzato con il gruppo ARS18A avente portata di 30 lt. alimentabile a 12 o a 24 Vcc.

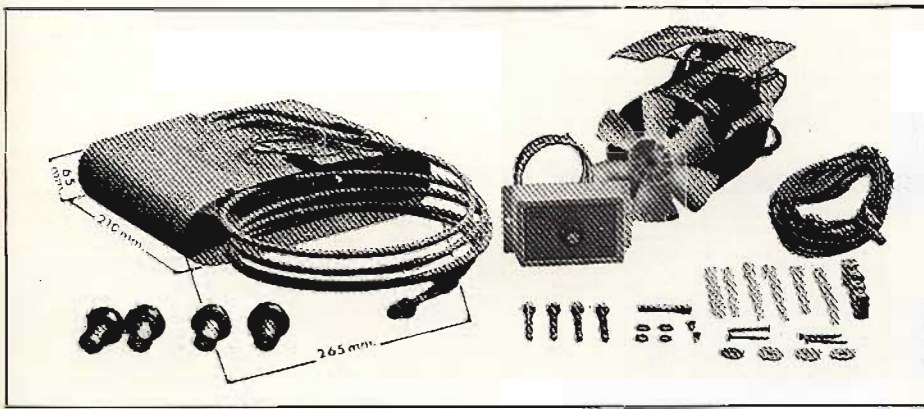



Fig. 18 - Kit per gruppo frigorifero ARS18C adatto per ghiacciaie del tipo verticale.

Sig. S. AJELLO - Napoli

La figura 20 si riferisce allo schema elettrico del ricevitore del surplus ARB che può coprire in quattro gamme le seguenti frequenze: A = 135 ÷ 560 kHz, B = 560 ÷ 1600 kHz, C = 1,6 ÷ 4,5 MHz, D = 4,5 ÷ 9,05 MHz. Lo schema in questione mette in evidenza soltanto i circuiti relativi alla gamma C.

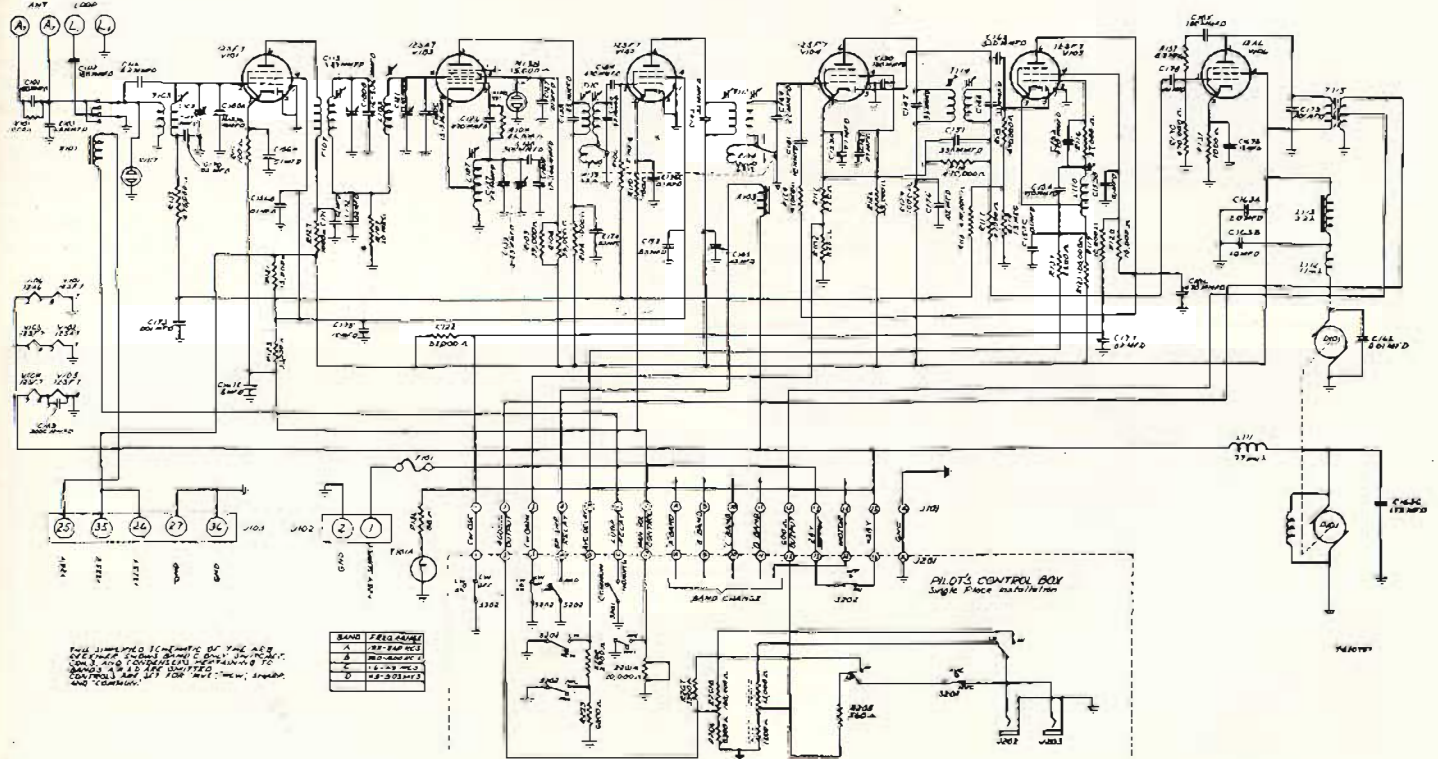



Fig. 20 - Radioricevitore del surplus della serie ARB, per le gamme 135 ÷ 560 kHz, 560 ÷ 1600 kHz, 1,6 ÷ 4,5 MHz, 4,5 ÷ 9,05 MHz. Antenna a telaio.

Fig. 21 - Dosimetro della Brüel & Kajer per il controllo della esposizione al rumore di una singola persona, modelli 4424 e 4425.

Sig. F. MARCHESINI - Firenze
Misuratori della dose di rumore

Esistono in commercio degli apparecchi progettati espressamente per controllare il livello sonoro a cui una persona è sottoposta durante la giornata lavorativa, allo scopo si stabilire se nell'ambiente in cui lavora esiste la possibilità di rumori superiori alla media ammissibile per cui possono derivarne gravi danni per l'orecchio.

La figura 21 si riferisce ad esempio ai Misuratori della dose di rumore *progettati per essere portati da una persona quando per ragioni di lavoro viene esposta a livelli di rumore imprevedibili e notevolmente diversi fra loro. Si tratta di strumenti che rispondono alle norme DIN, ISO e OSHA che indicano direttamente in percentuale la dose di rumore basata sul 100%, pari a 90 dB in otto ore. Una carta di conversione consente il calcolo dell'equivalente continuo del livello sonoro delle misure eseguite nei diversi periodi. Eventualmente, a richiesta il 100% può essere rapportato ad altri livelli.*

Una spia luminosa avvisa che la persona che porta lo strumento è esposta ad un livello di rumore superiore ai 115 dB.

L'alimentazione di entrambi i modelli è effettuata tramite due pile da 9 V. Detti modelli dispongono di un microfono a condensatore incorporato, e si distinguono fra loro per il fatto che mentre il tipo 4424 risponde alle norme DIN e ISO il secondo risponde alle norme OSHA.

Per usi fissi è consigliabile invece il modello 4423, figura 22.

Fig. 22 - Dosimetro 4423, sempre della Brüel & Kjaer per il conteggio della dose di rumore, tempo di esposizione e di eventuali sovraccarichi mediante tre indicatori separati.

Sig. F. CARNITI - Roma
Caratteristiche di un ricevitore

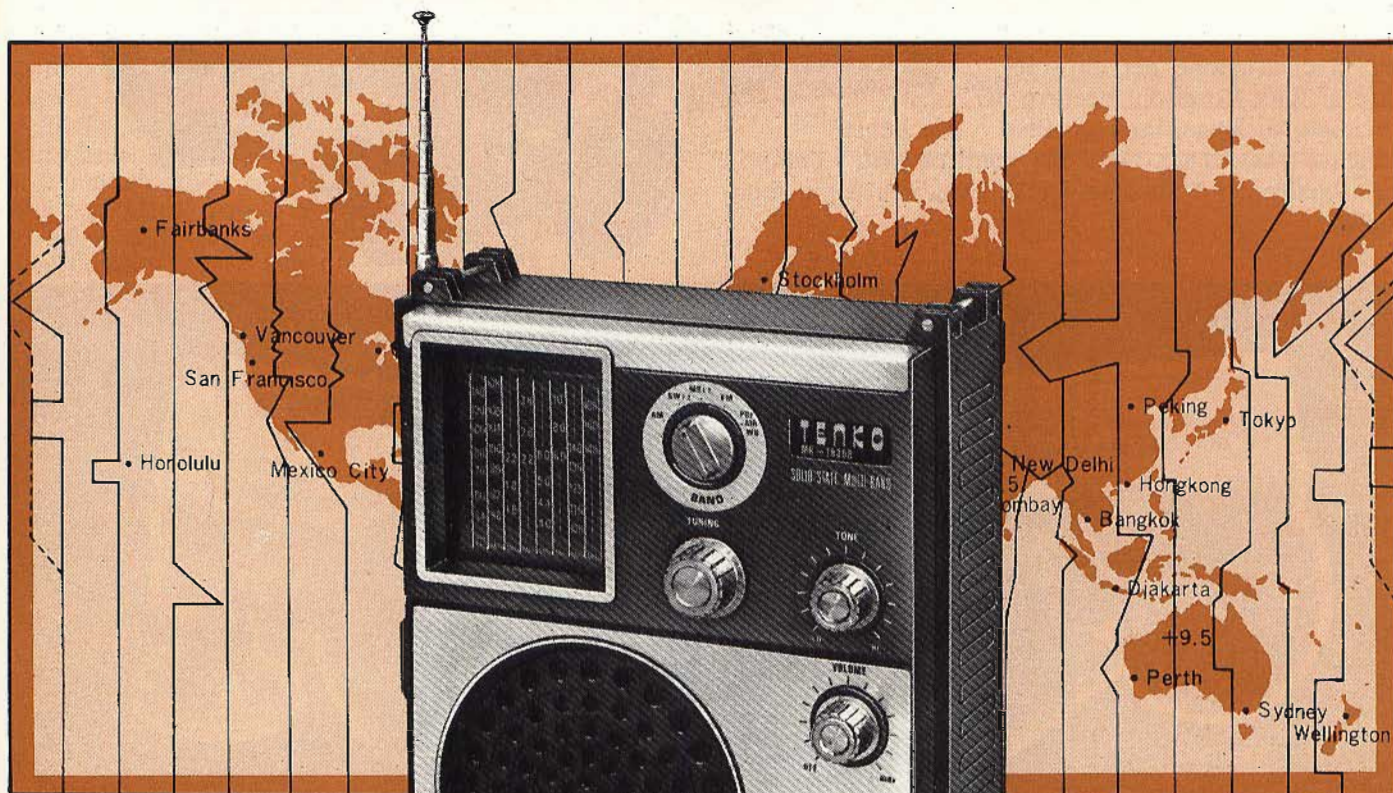
Il fenomeno di intermodulazione si definisce come l'attitudine di un circuito non lineare, al quale si applichino all'entrata due o più segnali di frequenza diversa, a produrre all'uscita dei segnali parassiti le cui frequenze corrispondono a delle combinazioni lineari delle frequenze dei segnali incidenti mentre per trasmodulazione s'intende quel fenomeno dovuto alla non linearità dei circuiti ad alta frequenza di un ricevitore, che riproduce modulazione della portante di un segnale utile sul quale il ricevitore è accordato, con la modulazione di un altro segnale portante sul quale il ricevitore non è accordato.

La preenfasi, *ossia la preaccentuazione, consiste nell'impiego di un circuito mediante il quale nel modulatore del trasmettitore sono amplificati gradualmente i livelli della frequenza modulante via via che si sale verso frequenze più elevate.*

Si chiama per l'appunto deenfasi *o deaccentuazione l'uso di un circuito correttivo mediante il quale nel ricevitore vengono gradualmente ridotti i livelli della frequenza modulante via via che si sale verso le frequenze più elevate impiegando cioè una caratteristica complementare di quella utilizzata nella preenfasi in modo da restituire allo spettro di modulazione, dopo la rivelazione, gli stessi valori che lo spettro aveva prima di modulare il trasmettitore.*

E' noto che nelle emissioni FM la profondità di modulazione di un segnale modulato in frequenza, con modulazione sinusoidale, è il rapporto fra la deviazione scelta in una misura e la deviazione massima normalizzata. Siccome si è fissata come deviazione massima la frequenza di 75 kHz ne risulta che la percentuale di modulazione del 30% corrisponde a 22,5 kHz, infatti $\frac{75 \times 30}{100} = 22,5$ kHz.

RADIO MULTIBANDA TENKO

IL MODO PIÙ CONVENIENTE PER ASCOLTARE IL MONDO.

Modello MR 1930
Gamme d'onda:

AM:	535 ÷ 1605	KHz
PB1:	30 ÷ 50	MHz
FM:	88 ÷ 108	MHz
AIR:	108 ÷ 140	MHz
PB2:	140 ÷ 174	MHz
WB:	165,55	MHz
UHF:	450 ÷ 470	MHz

Indicazione di sintonia a led
Squelch; controllo automatico della frequenza.
Potenza di uscita: 1 W
Presa per auricolare o altoparlante esterno.
Antenne: una in ferrite e una telescopica.
Completo di cinghia per il trasporto.
Alimentazione a pile o rete.
ZD/0774-10

L. 56.000

Modello MR 1930 B
Gamme d'onda:

MB1:	1,6 ÷ 2,2	KHz,	MB2:	2,2 ÷ 4,4	KHz
SW1:	4 ÷ 6	KHz,	SW2:	6 ÷ 12	KHz
AM:	535 ÷ 1605	KHz,	FM:	88 ÷ 108	MHz
AIR:	108 ÷ 148	MHz,	PB2:	148 ÷ 174	MHz
WB:	162,55	MHz.			

Indicazione di sintonia a led.
Squelch; controllo automatico della frequenza.
Potenza di uscita: 1 W
Presa per auricolare o altoparlante esterno.
Antenne: una in ferrite e una telescopica.
Completo di cinghia per il trasporto.
Alimentazione a pile o rete.
ZD/0774-12

L. 40.500

Modello MR 1930 CB
Gamme d'onda:

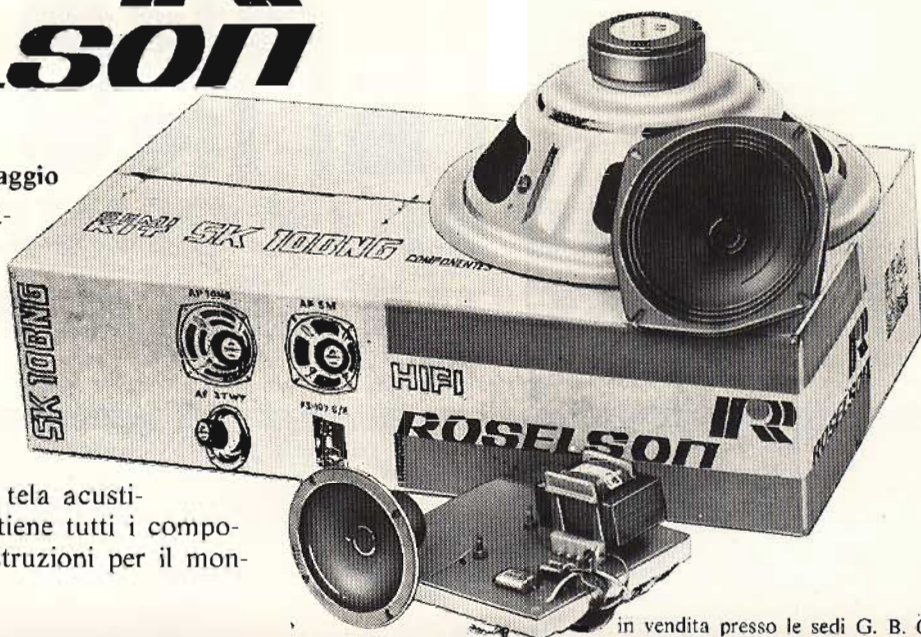
MB1:	1,6 ÷ 2,2	KHz
MB2:	2,2 ÷ 4,4	KHz
SW1:	4 ÷ 6	KHz
SW2:	6 ÷ 12	KHz
AM:	535 ÷ 1605	KHz
PB:	25 ÷ 30	MHz
FM:	88 ÷ 108	MHz
AIR:	108 ÷ 148	MHz

Indicazione della sintonia a led
Squelch; controllo automatico della frequenza.
Potenza di uscita: 1 W
Presa per auricolare o altoparlante esterno.
Antenne: una in ferrite e una telescopica.
Completo di cinghia per il trasporto.
Alimentazione a pile o rete.
ZD/0774-14

L. 45.500

ROSELSON

Diffusori HI-FI in scatola di montaggio

Questi Kits sono stati ideati per ottenere il miglior risultato nella costruzione di diffusori acustici.
Sono disponibili in 4 versioni diverse, per il montaggio di casse con potenze che vanno da 15 W a 60 W.
Per la costruzione dei diffusori, oltre ai Kits Roselson, occorre del truciolato di legno, lana di vetro e tela acusticamente trasparente. Ogni Kit contiene tutti i componenti elettronici e un manuale di istruzioni per il montaggio.

in vendita presso le sedi G. B. C.

SK6BNG
Kit a 2 vie composto da 1 filtro crossover, 1 mid-range e 1 tweeter
Ha una risposta di frequenza da 50 a 20.000 Hz e sopporta una potenza max di 25 W musicali; l'impedenza è di 8 Ω
AD/1772-00

L. 25.000

SK5BNG
Kit a 2 vie composto da 1 mid-range e 1 tweeter
Ha una risposta di frequenza da 60 a 20.000 Hz e sopporta una potenza max di 15 W musicali; l'impedenza è di 8 Ω
AD/1770-00

L. 14.500

SK12BNG
Kit a 3 vie composto da 1 filtro crossover, 1 woofer, 2 mid-range, e 2 tweeters
Ha una risposta di frequenza da 30 a 20.000 Hz e sopporta una potenza max di 60W; l'impedenza è di 8 Ω
AD/1780-00

L. 62.500

SK10BNG
Kit a 3 vie composto da 1 filtro crossover, 1 woofer, 1 mid-range e 1 tweeter
Ha una risposta di frequenza da 35 a 20.000 Hz e sopporta una potenza max di 35 W musicali; l'impedenza è di 8 Ω
AD/1776-00

L. 34.900

i ricetrasmettitori

SOMMERKAMP®

sono nati per entusiasmare

DISTRIBUTRICE ESCLUSIVA PER L'ITALIA **G.B.C.** *italiana*

L' FT277 è uno dei ricetrasmettitori più venduti nel mondo.
E' tutto a transistor escluso lo stadio pilota e finale TX. Impiega la famosa tecnica modulare «COMPUTER TYPE», che ne facilita la manutenzione. Copre tutte le gamme per radioamatori, comprese fra 160 m. e 10 m. Ha la potenza di 260 W in SSB, 180 W in CW e di 80 W in AM.
Può essere alimentato in corrente alternata a 220 V e in corrente continua a 12 V.
Dispone del calibratore a 25/100 kHz, limitatore di disturbi, attenuatore RF clarifier e molti altri controlli.
Viene fornito in tre versioni; nella tabella sono riassunte le caratteristiche proprie di ogni modello.

L' FT277 CBM è la versione più completa; dispone infatti di un canale quarzato nella gamma CB (27,155 MHz) e un canale quarzato nella gamma marina (2,182 MHz). Rispetto alle precedenti versioni (FT277B) è munito di filtri da 2,4 kHz in SSB e di un filtro a 6 kHz in AM che migliora la ricezione specialmente nella gamma CB. Dispone inoltre dell'RF-PROCESSOR, che rende più penetranti le comunicazioni in SSB. Questo apparato è consigliato per l'impiego nella Banda Cittadina, e l'uso su imbarcazioni.

L'FT277E è la versione più completa per radioamatori. E' simile all'FT277 CBM ma non dispone dei due canali quarzati.

L'FT277X è la versione più economica della serie, però non per questo il meno funzionale. Infatti risponde alle medesime caratteristiche tecniche, pur non disponendo di alcuni accessori (opzionali) e dell'alimentatore in corrente continua (12 Vcc).

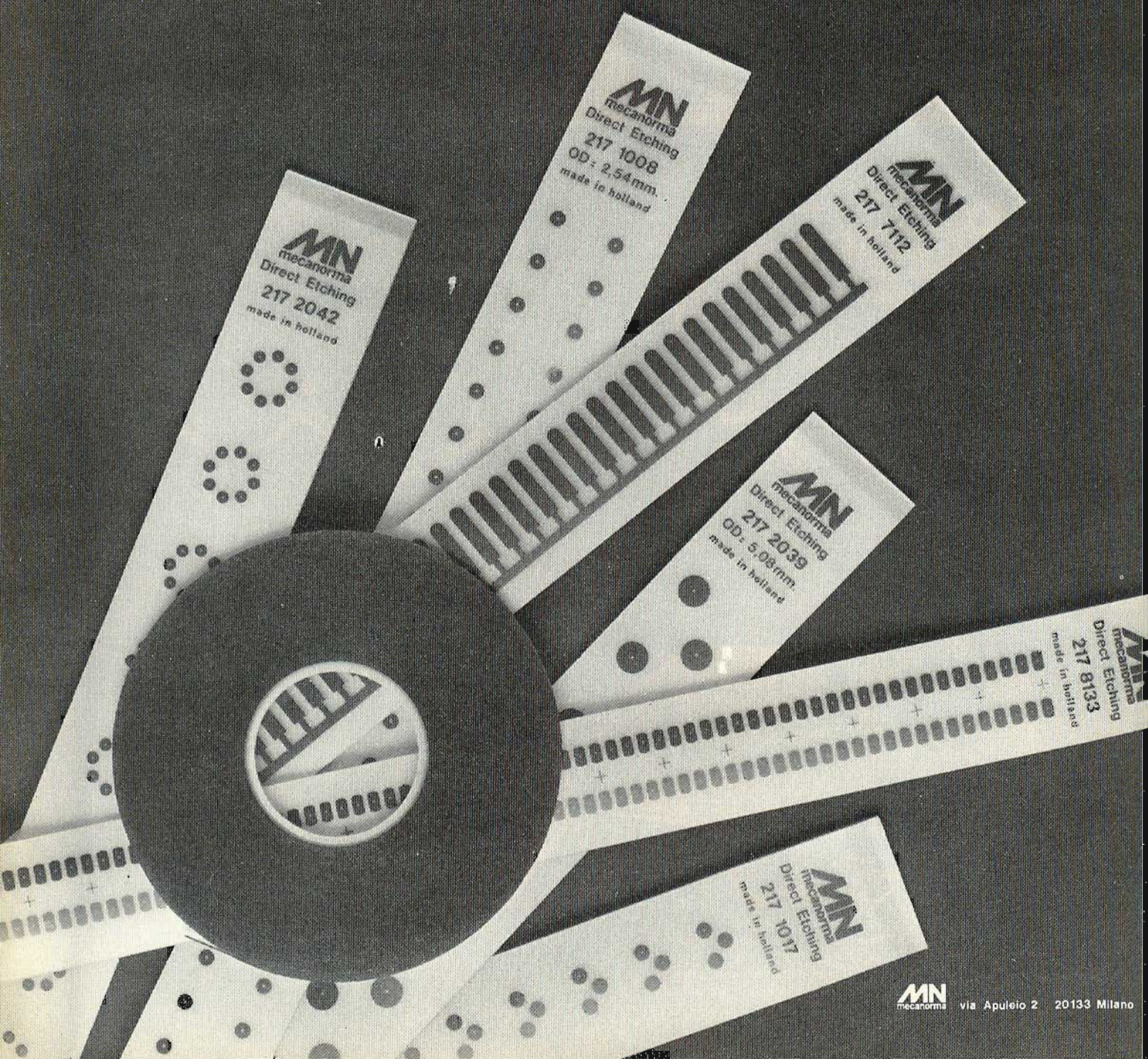
TABELLA CARATTERISTICHE

Gamme e accessori	Frequenza in MHz	FT 277 CBM	FT 277 E	FT 277 X
		Frequenza dei quarzi in MHz		
160 m.	1,8 ÷ 2	* 7,52	* 7,52	● 7,52
80 m.	3,5 ÷ 4	* 9,52	* 9,52	* 9,52
40 m.	7 ÷ 7,5	* 13,02	* 13,02	* 13,02
20 m.	14 ÷ 14,5	* 20,02	* 20,02	* 20,02
15 m.	21 ÷ 21,5	* 27,02	* 27,02	* 27,02
C.B.	27 ÷ 27,5	* 33,02	* 33,02	* 33,02
10 m. A	28 ÷ 28,5	* 34,02	* 34,02	● 34,02
10 m. B	28,5 ÷ 29	* 34,52	* 34,52	* 34,52
10 m. C	29 ÷ 29,5	* 35,02	* 35,02	● 35,02
10 m. D	29,5 ÷ 30	* 35,52	* 35,52	● 35,52
WWV **	10 ÷ 10,5	* 16,02	* 16,02	● 16,02
C.B. quarzato	27,155	*		
160 m. quarzato	2,182	*		
Calibratore		* 0,1	* 0,1	* 0,1
Filtro CW		●	●	●
Aliment. 12 Vcc		*	*	
Ventola		*	*	●
Microfono		*	*	●
R.F. Processor		*	*	

* = installato; ** = solo in ricezione; ● = opzionale

OPZIONALI	CODICE GBC
quarzo 7,52 MHz - 160 m	XR 3014-48
» 34,02 MHz - 10 mA	XR 3009-48
» 35,02 MHz - 10 mC	XR 3011-48
» 35,52 MHz - 10 mD	XR 3012-48
» 16,02 MHz - WWV	XR 3013-48
Filtro CW	NT 4620-00
Ventola	NT 4610-00
Microfono da mano	NT 4200-00
Microfono da tavolo	NT 4000-00

mecanorma electronic system

a impressione
diretta
su rame

UN'AMPIA SCELTA DI
MULTIMETRI DIGITALI
DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA G.B.C. Italiana

	PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGRESSO	NOTE
V c.c.	200÷2.000 mV	0,3% ± 1 c	5 MΩ	Port. autom.
	20÷200 V	0,5% ± 1 c	5 MΩ	Port. autom.
	1.000 V	1,5% ± 1 c	10 MΩ	Puntali a parte
V c.a.	200 mV	0,3% ± 1 c	5 MΩ	Port. autom.
	2 V	0,3% ± 1 c	5 MΩ	
	20÷200 V	0,8% ± 1 c	5 MΩ	Port. autom.
	500 V	1,7% ± 1 c	10 MΩ	Puntali a parte
A c.c.	0,2÷2 mA	1% ± 1 c	10Ω	Port. autom.
	20÷200 mA	1% ± 1 c	1 KΩ	Port. autom.
A c.a.	200 μA	1,3% ± 1 c	10Ω	Port. autom.
	2 mA	1,3% ± 1 c	10Ω	
	20÷200 mA	1,3% ± 1 c	1 kΩ	Port. autom.
ohm	**PORTATA**	**PRECISIONE**	**CORR. DI PROVA**	**NOTE**
	2÷20 KΩ	0,5% ± 1 c	0,1 mA	Port. autom.
	0,2÷2 MΩ	0,7% ± 1 c	1 μA	Port. autom.

HIOKI 3201

Display a tre cifre e 1/2. Dispositivo automatico di portata con esclusione delle sole portate 1000 V c.c. e 500 V c.a. Protezione contro i sovraccarichi e con segnalatore luminoso di fuori gamma.
Codice: TS/2106-00

SINCLAIR DM2
L. 185.000

B+K precision 280
L. 165.000

HIOKI 3201
L. 135.000

B+K precision 280

Display a tre cifre.
È completamente protetto contro il sovraccarico; punto decimale, indicazione automatica di polarità negativa. Spia luminosa di fuori gamma e controllo dello stato di carica delle batterie.
Alimentazione a 6 V con pile o alimentatore esterno.
Codice: TS/2101-00

SINCLAIR DM2

Display a quattro cifre. La virgola fluttuante consente di non tener conto della portata selezionata per ottenere il risultato della misura. Indicatore luminoso di polarità e spia di fuori gamma.
L'alimentazione, a 9 V c.c., può essere a pile oppure tramite alimentatore esterno.
Codice: TS/2103-00

	PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGR.	RISOLUZIONE	MAX. SOVRACC.
V c.c.	1 V	0,3% ± 1 c	100 MΩ	1 mV	350 V
	10 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	10 mV	1.000 V
	100 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	100 mV	1.000 V
	1.000 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	1 V	1.000 V
V c.a.	1 V	1% ± 2 c	10 MΩ/70 pF	20 Hz - 3 kHz	300 V
	10 V	1% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
	100 V	2% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
	1.000 V	2% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
A c.c.	1 mA	0,8% ± 1 c	1 kΩ	1 μA	1 A (con fus.)
	10 mA	0,8% ± 1 c	100 Ω	10 μA	1 A
	100 mA	0,8% ± 1 c	10 Ω	100 μA	1 A
	1.000 mA	2% ± 1 c	1 Ω	1 mA	1 A
	100 μA	2% ± 1 c	10 kΩ	100 nA	10 mA
A c.a.	**PORTATA**	**PRECISIONE**	**GAMMA DI FREQ.**		**MAX. SOVRACC.**
	1 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz		1 A (con fus.)
	10 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz		1 A
	100 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz		1 A
	1.000 mA	2% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz		1 A
ohm	**PORTATA**	**PRECISIONE**	**CORR. DI MISURA**		**PROTEZ. SOVRACC.**
	1 kΩ	1% ± 1 c	1 mA		± 50 V c.c.
	10 kΩ	1% ± 1 c	100 μA		oltre il quale
	100 kΩ	1% ± 1 c	10 μA		limite funziona un
	1.000 kΩ	1% ± 1 c	1 μA		fusibile da 50 mA
	10 MΩ	2% ± 1 c	100 nA		

	PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGRESSO	RISOLUZIONE
V c.c.	1 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	1 mV
	10 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	10 mV
	100 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	0,1 V
	1.000 V	1% ± 1 c	10 MΩ	1 V
V c.a.	1 V	1% ± 1 c	10 MΩ	1 mV
	10 V	1% ± 1 c	10 MΩ	10 mV
	100 V	1% ± 1 c	10 MΩ	0,1 V
	1.000 V	2% ± 1 c	10 MΩ	1 V
A c.c.	**PORTATA**	**PRECISIONE**	**CADUTA DI TENSIONE**	**RISOLUZIONE**
	1 mA	1% ± 1 c	100 mV	1 μA
	10 mA	1% ± 1 c	100 mV	10 μA
	100 mA	1% ± 1 c	100 mV	100 μA
	1 A	2% ± 1 c	300 mV	1 mA
A c.a.	1 mA	1% ± 1 c	100 mV	1 μA
	10 mA	1% ± 1 c	100 mV	10 μA
	100 mA	1% ± 1 c	100 mV	100 μA
	1 A	2% ± 1 c	300 mV	1 mA
ohm	**PORTATA**	**PRECISIONE**	**CORR. DI MISURA**	**RISOLUZIONE**
	100Ω	1% ± 1 c	1 mA	0,1Ω
	1.000Ω	1% ± 1 c	1 mA	1Ω
	10 kΩ	1% ± 1 c	10 μA	10Ω
	100 kΩ	1% ± 1 c	10 μA	100Ω
	1 MΩ	1% ± 1 c	100 μA	1 kΩ
	10 MΩ	1,5% ± 1 c	100 μA	10 kΩ

T. De Carolis

via Torre Alessandrina, 1
00054 FIUMICINO (Roma)

AGENZIA DI ROMA: via Etruria, 79
TEL. 06/774106 - dalle ore 15,30 alle 19,30

Orologio digitale MA 1002
modello a 24 ore

☐ Visualizzazione ore minuti secondi ☐ comando sveglia ☐ possibilità di ripetere l'allarme ogni 10 minuti ☐ display 05" ☐ indicazione mancanza alimentazione ☐ indicazione predisposizione allarme ☐ controllo luminosità ☐ possibilità preselezione tempi uscita comando radio televisione apparecchiature elettriche varie ecc. ☐ Alimentazione 220 Vc.a. e 9 Vc.c. con oscillatore in tampone.
Modulo premontato + trasformatore + modulo premontato per oscillatore in tampone + istruzioni **L. 19.000**

Calcolatrice elettronica a cristalli liquidi

☐ 8 cifre - 4 operazioni - radice - percentuale - punto decimale - lunga autonomia 1200 ore - completa di batterie al mercurio **L. 26.000**

Apparecchiature per impianti di allarme
Segnalatore automatico
di allarme telefonico

Trasmette fino a 10 messaggi telefonici (polizia - carabinieri - vigili del fuoco ecc). Aziona direttamente sirene elettroniche e tramite un relè ausiliario sirene elettromeccaniche di qualsiasi tipo. Può alimentare, più rivelatori a microonde ad ultrasuoni rivelatori di incendio di gas e di fumo, direttamente collegati.
☐ 3 temporizzazioni ☐ rivelatori normalmente aperti o chiusi
☐ teleinserzione per comando a distanza
☐ alimentatore stabilizzato 12 V.
☐ nastri magnetici Philips CC3-CC9-TDK EC6 o musicassette
☐ approvazione ministeriale Sett. 1972.
Completo di nastro Philips CC3 senza batteria **L. 140.000**

Scheda completa per la realizzazione di centrali di allarme ALCE-X2

☐ Alimentatore incorporato stabilizzato variabile 11 V. a 14,5 V. 1 A ☐ 3 temporizzatori regolabili (Uscita-Entrata-Durata allarme) ☐ Contatti normalmente aperti e chiusi istantanei ☐ Contatti normalmente aperti e chiusi temporizzati ☐ teleinseritore per comando a distanza ☐ visualizzatori Led per temporizzatori e carica batteria ☐ 2 contatti uscita relè 10 A per sirene a 12 V e 220 V ☐ Generatore incorporato per sirene elettroniche da 30 W ad effetto speciale (brev.) che imita il passaggio delle pattuglie mobili della polizia
Senza batterie **L. 37.000**
Sirena elettronica autoalimentata **L. 15.000**
Contatti magnetici da incasso e per esterno **L. 1.600**

TUTTI I TRASFORMATORI SONO CALCOLATI PER USO CONTINUO - SONO IMPREGNATI DI SPECIALE VERNICE ISOLANTE FUNGHICIDA - SONO COMPLETI DI CALOTTE LATERALI ANTIFLUSSODISPERSO

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE

SERIE EXPORT

20 W 220 V 0-6-9-12-24 V	L. 4.200
30 W 220 V 0-6-9-12-24 V	L. 5.200
40 W 220 V 0-6-9-12-24 V	L. 6.200
50 W 220 V 0-6-12-24-36 V	L. 7.000
70 W 220 V 0-6-12-24-36-41 V	L. 7.700
90 W 220 V 0-6-12-24-36-41 V	L. 8.400
110 W 220 V 0-6-12-24-36-41 V	L. 9.100
130 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50 V	L. 10.500
160 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50 V	L. 11.700
200 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50 V	L. 12.900
250 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50 V	L. 15.700
300 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50-60 V	L. 19.300
400 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50-60 V	L. 23.600

SERIE GOLD

Primario 220 V, Secondario con o senza zero centrale 6-0-6; 0-6; 12-0-12; 0-12; 15-0-15; 0-15; 18-0-18; 0-18; 20-0-20; 0-20; 24-0-24; 0-24; 25-0-25; 0-25; 28-0-28; 0-28; 30-0-30; 0-30; 32-0-32; 0-32; 35-0-35; 0-35; 38-0-38; 0-38; 40-0-40; 0-40; 45-0-45; 0-45; 50-0-50; 0-50; 55-0-55; 0-55; 60-0-60; 0-60; 70-0-70; 0-70; 80-0-80; 0-80.

0-12-15; 0-15-18; 0-18-20; 0-20-25; 0-25-30; 0-30-35; 0-35-40; 0-40-45; 0-45-50; 0-50-55; 0-55-60.

20 W	L. 3.900	130 W	L. 9.600
30 W	L. 4.800	160 W	L. 10.700
40 W	L. 5.700	200 W	L. 11.800
50 W	L. 6.400	250 W	L. 14.300
70 W	L. 7.000	300 W	L. 17.600
90 W	L. 7.700	400 W	L. 21.500
110 W	L. 8.300		

SERIE MEC

Primario 220 V - Secondario:
0-12-15-20-24-30; 0-19-25-33-40-50; 0-24-30-40-48-60

50 W	L. 7.000	160 W	L. 11.700
70 W	L. 7.700	200 W	L. 12.900
90 W	L. 8.400	250 W	L. 15.700
110 W	L. 9.100	300 W	L. 19.300
130 W	L. 10.500	400 W	L. 23.600

CONDENSATORI ELETTROLITICI

4000 µF 50 V	L. 1.100	2000 µF 50 V	L. 800
3000 µF 50 V	L. 1.000	1000 µF 100 V	L. 1.000
3000 µF 16 V	L. 500	1000 µF 50 V	L. 600
2500 µF 35 V	L. 700	1000 µF 25 V	L. 450
2200 µF 40 V	L. 700	1000 µF 16 V	L. 300
2000 µF 100 V	L. 1.900	500 µF 50 V	L. 350

SCR		TRIAC	
200 V 3 A	L. 750	400 V 3 A	L. 1.200
400 V 3 A	L. 900	400 V 6,5 A	L. 1.400
400 V 10 A	L. 1.700	500 V 4,5 A	L. 1.400

AMPEROMETRI ELETTROMAGNETICI

3 A . 5 A . 10 A . 20 A . 30 A 54x50 mm L. 3.000

VOLTOMETRI ELETTROMAGNETICI

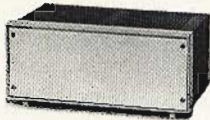
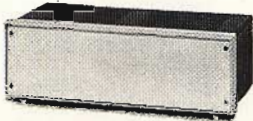
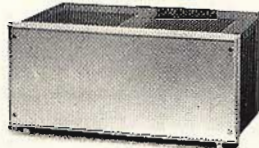
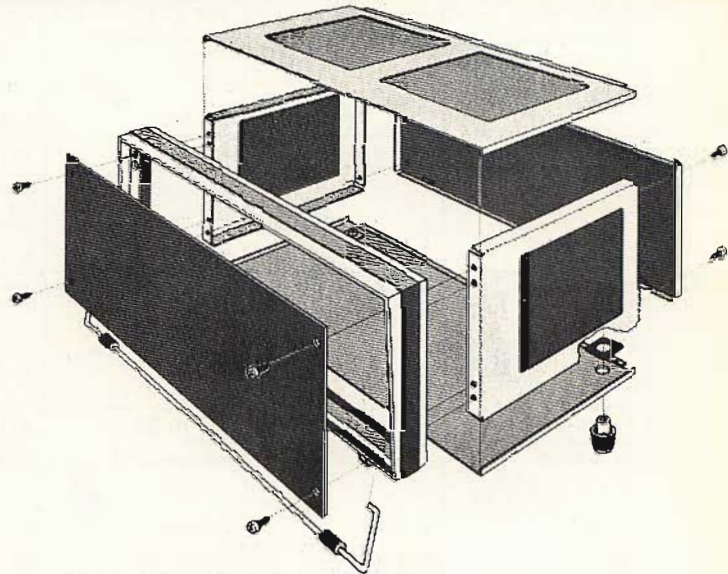
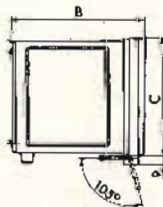
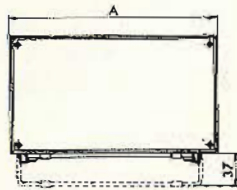
15 V - 20 V - 30 V - 50 V 54x50 mm	L. 3.200
300 V - 400 V - 500 V 54x50 mm	L. 3.600

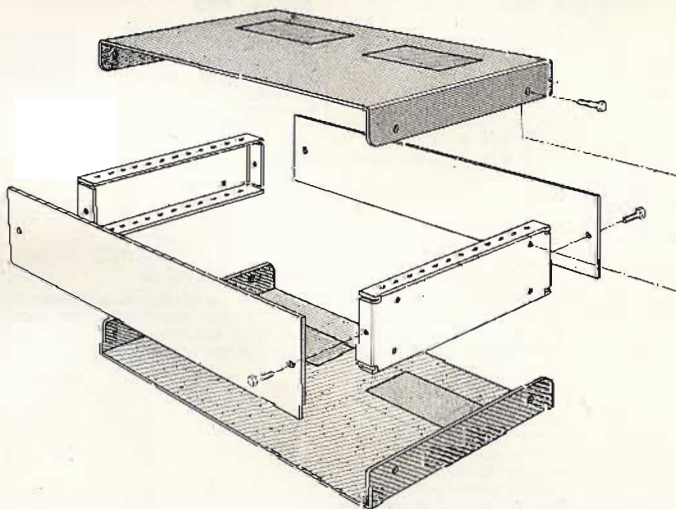
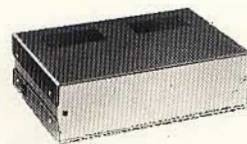
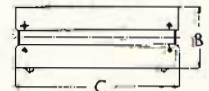
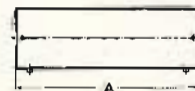
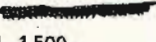
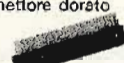
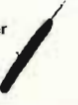
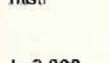
Cordoni alimentazione	L. 300
Portafusibile miniatura	L. 450
Pinze isolate per batterie rosso nero 40 A L. 450; 60 A L. 550; 120 A L. 650	
Interruttori levetta 250 V - 3 A	L. 450
Morsetto isolato 15 A rosso nero	L. 600
Pulsante miniatura norm. aperto	L. 300
Deviatore miniatura a levetta	L. 1.000

PONTI RADDRIZZATORI

B40C2200	L. 750	1N4007	L. 140
B60C1600	L. 400	Diodi LED rossi	L. 250
B200 C4000	L. 1.100	LED verdi-gialli completi di ghiera	L. 450
1N4004	L. 120		

Spedizioni ovunque - Pagamento in contrassegno
Spese Postali a carico dell'acquirente
Si prega di inoltrare tutta la corrispondenza presso l'agenzia di Roma - Via Etruria, 79

Contenitori per strumenti

Dimensioni (± 1)			Codice G.B.C.	Prezzo
A	B	C		
295	150	130	00/3009-00	L. 6.800
235	150	130	00/3009-10	L. 6.500
295	200	130	00/3009-20	L. 7.500
235	150	95	00/3009-30	L. 6.900
295	150	95	00/3009-40	L. 7.300
295	200	95	00/3009-50	L. 7.900

Materiale: alluminio verniciato
Pannello frontale: alluminio
Cornice in materiale plastico antiurto dotata di supporto per l'inclinazione del contenitore

Contenitori per scatole di montaggio

Materiale: alluminio anodizzato
Pannelli e fiancate: anodizzate colore alluminio
Coperchio e fondello: anodizzati colore bronzo
Gommini antivibranti

Tipo	Dimensioni (± 1)			Codice G.B.C.	Prezzo
	A	B	C		
Basso - Lungo	228,5	63,5	216	00/3008-00	L. 9.300
Basso - Corto	228,5	63,5	146	00/3008-10	L. 8.200
Alto - Lungo	203	89	216	00/3008-20	L. 10.300
Alto - Corto	203	89	146	00/3008-30	L. 8.800

in vendita presso le sedi G.B.C.

C.A.A.R.T - Via G. Duprè, 5
20155 MILANO - Tel. 02/3270226

OPERAZIONE PREZZO PULITO

* = Materiale consigliato agli sperimentatori
S = Surplus
P = Professionale

Per ordini postali indirizzare a CAART C.P. 7
22052 Cernusco Lombardone (Como)
Ordine minimo L. 10.000 + L. 900 rimborso spese postali.

KIT n. 4 – 10 diodi al silicio 1N400 - 1A – L. 1.500

KIT n. 5 * – 3 foto diodi – L. 1.500

KIT n. 6 – 40 zoccoli noval – L. 1.500

KIT n. 7 – 40 zoccoli miniatura – L. 1.500

KIT n. 8 – 140 piedini per IC – L. 1.500

KIT n. 9 – 400 pin piatti – L. 1.500

KIT n. 10 * – 350 chiodini Ø 1 – L. 1.500

KIT n. 10/A * – 350 chiodini Ø 1,5 – L. 1.500

KIT n. 11 P * – 40 clips dorati – L. 1.500

KIT n. 12 P * – 20 cavallotti dorati 60 mm. – L. 1.500

KIT n. 13 P * – 16 cavallotti dorati 500 mm. – L. 1.500

KIT n. 14 P* – 30 bananine dorate – L. 1.500

KIT. n. 15 P* – 1 connettore dorato – L. 1.500

KIT n. 16 P* – 9 contattiere – L. 1.500

KIT n. 17 – 4 coppie puntali tester – L. 1.000

KIT n. 18 * – 10 morsetti per CS – L. 1.000

KIT n. 21 * – 9 cond. misti al tantalio – L. 1.000

KIT n. 22 P – 100 condensatori al policarbonato 100-150-200 pF (indicare valore) – L. 1.500

KIT n. 23 * – 80 condensatori misti – L. 1.000

KIT n. 24 * – 8 compensatori ceramici misti – L. 1.000

KIT n. 26 * – 3 compensatori a mica e ceramici – L. 1.000

KIT n. 27 * – 3 condensatori 1,6 μ rifasatori – L. 1.000

KIT n. 28 S * – 15 impedenze AF e BALUM – L. 1.000

KIT n. 31 * – 7 ampolle reed – L. 1.000

KIT n. 32 * – 7 magnetini per reed – L. 1.000

KIT n. 33 * – 10 avvolgimenti per ampolle reed 5 V – L. 1.000

KIT n. 34 * – 3 microswitch a reed – L. 1.500

KIT n. 36 – 40 coperchi isolatori per 2N3055 – L. 1.500

KIT n. 37 – 40 isolatori mica per 2N3055 – L. 1.500

KIT n. 38 * – 3 interruttori termici per 2N3055 – L. 1.500

KIT n. 39 – 4 filtri antidisturbo 1A – L. 1.500

KIT n. 40 * – 4 interruttori prossimità – L. 1.500

KIT n. 41 – 1 trasformatore per luci psichedeliche – L. 1.000

KIT n. 43 – 1 boccetta gigante inchiostro per c.s. – L. 1.000

KIT n. 44 * – 10 res. allo 0,5% miste – L. 1.000

KIT n. 45 * – 100 res. miste – L. 1.000

KIT n. 48 * – 10 potenziometri misti – L. 1.000

KIT n. 50 – 1 kg. ferro per cloruro – L. 1.000

KIT n. 51 * – lettore ottico – L. 1.500

KIT n. 52 – Res. corazzate 7,5 Ω 10 W cad. – L. 1.000

KIT n. 53 – relay uno scambio 12 V cad. – L. 1.000

KIT n. 54 * – reostato 500 Ω 10 W cad. – L. 1.000

KIT n. 56 P * – chiavi commutazione 2 posizioni 12 scambi – L. 2.500

KIT n. 57 – 2 posizioni 6 scambi – L. 2.000

KIT n. 58 * – distanziatore naylon per c.s. n. 50 – L. 1.000

KIT n. 59 – viti autofilettanti 3,5 x 9 - 300 pezzi – L. 1.000

KIT n. 61 P – pulsantiera contatti dorati 4 tasti – L. 1.000

KIT n. 62 – pulsantiera contatti dorati 2 tasti 2 pezzi – L. 1.000

KIT n. 63 * – moduli logici con T-R-C-D n. 40 – L. 1.000

KIT n. 64 – 10 zoccoli per integr. 16 piedini – L. 1.000

KIT n. 66 * – confezione per dissaldare – L. 3.000

KIT n. 67 – cond. elettr. 10 μF 63 VL - n. 20 – L. 1.000

KIT n. 70 – Ferriti Aereo 8 x 130 - n. 6 – L. 1.000

KIT n. 72 – cordina variabili 5 metri – L. 600

KIT n. 73 – n. 200 ancoraggi per faston – L. 1.500

KIT n. 74 – n. 200 ancoraggi per faston piegati – L. 1.500

KIT n. 75 * – n. 3 termostati – L. 1.000

KIT n. 76 P * – n. 30 inserti dorati per collegamenti – L. 1.500

KIT n. 101 * – 100 integrati misti – L. 5.000

KIT n. 102 – 2N3055 10 pezzi L. 6.300; 2N3055 20 pezzi L. 11.600

KIT n. 103 * – confezioni per hobbista - minuterie C.S. - pin - chiodini - cavallotti - prese - test point - faston - ancoraggi - ecc. – L. 4.000

KIT n. 104 * – 10 semiconduttori e integrati MOS speciali misti – L. 3.000

KIT n. 106 * – circuito universale completo con minuterie, utile a esperimentatori e laboratori – L. 10.000

KIT n. 110 * – serie ferriti per trasformatori A.F. e impulsi – L. 2.000

KIT n. 111 S* – serie 10 microswitch misti – L. 3.000

KIT n. 112 – 2 kg. bachelite ramata varie misure – L. 3.600

KIT n. 113 – 2 kg. vetronite ramata varie misure – L. 4.250

KIT n. 114 * – serie 10 C.S. prova con varie trame e dimensioni - 10 pezzi – L. 5.000

CONTENITORI MECAART ALLUMINIO ANODIZZATO

misure in mm.	prezzo profondo 200	prezzo profondo 300
90 x 90	3.000	3.900
90 x 190	4.500	6.000
90 x 290	6.000	7.500
90 x 390	6.500	8.300
190 x 190	6.000	7.500
190 x 290	6.500	8.300
190 x 390	7.800	12.000
290 x 290	8.000	12.500
290 x 390	10.000	15.000

MATERIALE SURPLUS

Schede con integrati (DTL-TTL-MOS); con transistori; con potenziometri 20 giri; con relay al mercurio e reed; con memorie, decodifiche; con zoccoli porta integrati; prova con componenti; con tanto altro materiale.
Richiedetecele specificando l'importo ed il tipo desiderato.

Schede I scelta (1 kg.)	L. 4.500
Schede II scelta (1 kg.)	L. 3.000
Schede III scelta (1 kg.)	L. 2.000
MATERIALE VARIO 2 kg.	L. 1.500
Contraves decimali 1 pezzo	L. 1.000
Motorini spazzola 110 V	L. 1.000
Motorini induzione 110 V	L. 1.000
Relay al mercurio 2 scambi	L. 1.000
Relay al mercurio 4 scambi	L. 2.000
10 semiconduttori di potenza	L. 3.000
Ventole raffreddamento	L. 7.000
1 kg. fili collegamento vari tipi	L. 2.000
Relay reed in dual in line	L. 500

Der wichtigste Hifi-Baustein...
der Hifi-Lautsprecher.

Magnat Bull-II-Serie

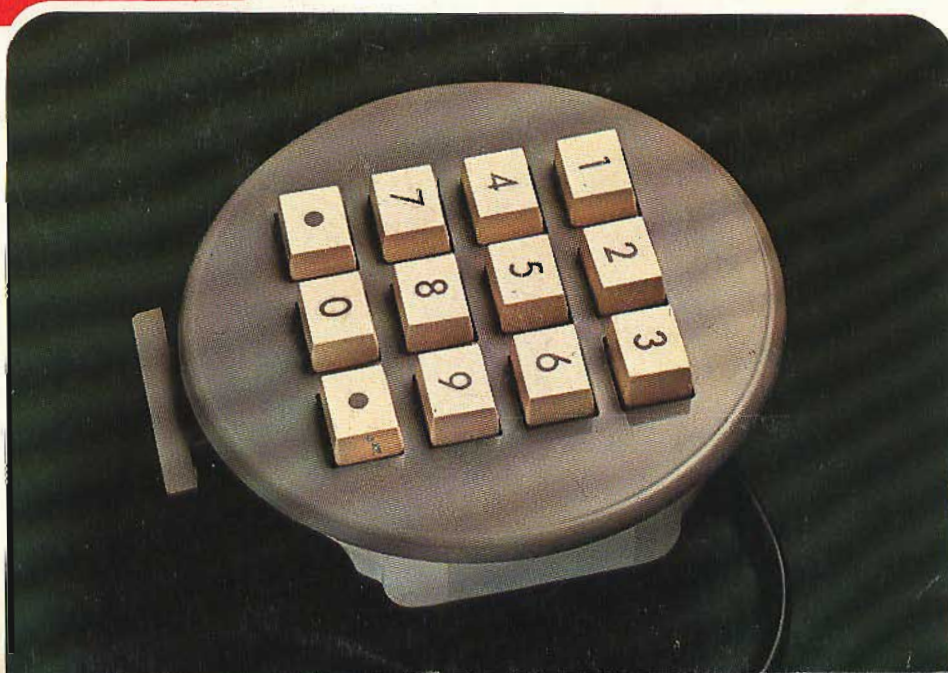
kompakt-dynamisch-unübertroffen

DA COSI'...

... A COSI'

con il **Nuovo**
DISCO COMBINATORE ELETTRONICO

Procuratevi un guadagno sicuro consigliando agli amici la tastiera elettronica per telefono

SOSTITUZIONE FACILISSIMA IN QUALSIASI APPARECCHIO

cod. GBC - ZA/4800-00

RICHIEDETELO PRESSO TUTTE LE SEDI G.B.C. italiana IN ITALIA